

UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR



**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

**Diseño de antena de lente con alimentador bow-tie y
polarización circular para aplicaciones 5G de muy alta
velocidad**

Autor: Javier López Hernández

Tutor: José Luis Masa Campos

Junio 2021

Diseño de antena de lente con alimentador bow-tie y polarización circular para aplicaciones 5G de muy alta velocidad.

Autor: Javier López Hernández.

Tutor: José Luis Masa Campos

Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS)

Dpto. Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

(TEC)Escuela Politécnica Superior

UAM Junio de 2021



Resumen

El actual trabajo de fin de grado (TFG) estudia diferentes propuestas de mejora sobre las antenas de lente diseñadas en la tesis doctoral “*Agrupaciones de antenas sobre redes de alimentación de bajas pérdidas en bandas milimétricas*” [1]. Estas propuestas consisten: En primer lugar, replicar la lente que ya fue diseñada en [1] modelándola de tal forma, que se reduzcan el número de celdas de la simulación en un porcentaje que oscila entre el 85% – 90%. Y en segundo lugar, diseñar una lente para una antena bow-tie de polarización circular, *right hand circular polarization* - *left hand circular polarization* (RCHP -LCHP).

Como punto de partida tomaremos la lente GRIN (*Graded-Index-lens*) con taladros dispuestos en anillos concéntricos, estudiada y diseñada sobre un material dieléctrico con cierta permitividad dieléctrica, a la que se le realizan anillos de taladros concéntricos para reducir esta permitividad en ciertas zonas de la lente [1].

Este trabajo de fin de grado se puede dividir en 3 fases claramente diferenciadas. Una primera fase donde se explican diferentes conceptos teóricos, necesarios para entender el estudio y desarrollo de las dos fases posteriores.

Una segunda fase, donde partiendo de la lente de referencia, se modelará cada uno de los anillos concéntricos de taladros, como si de un único material con cierta permitividad dieléctrica se tratara. Se seguirán dos líneas de trabajo, correspondientes a dos formas diferentes de dividir la lente original y se compararán los resultados obtenidos, tanto entre ambos modelados como con la lente original.

Una tercera fase, en la que se diseñará una lente desde cero, para una antena bow-tie con polarización circular. Utilizando los resultados de los modelados anteriores, partiremos de un diseño con anillos concéntricos de dieléctrico, para posteriormente replicar las diferentes permitividades de los diferentes anillos con taladros. Como se aprecia, se tomará el camino inverso al propuesto en la segunda fase. También, durante este último desarrollo se seguirán dos vías para la implementación de esta lente.

Palabras Clave

Antenas de lente, antena bow-tie, *right hand circular polarization*, *left hand circular polarization*, lente GRIN, permitividad dieléctrica.

Abstract

The current thesis studies different proposals for the improvement of lens antennas designed in the doctoral thesis: "Agrupaciones de antenas sobre redes de alimentación de bajas pérdidas en bandas milimétricas" [1]. These proposals are based on: first, replicate the lens that had already been design in shaping [1] in a way that it reduces the number of cells in the simulation in a percentage that oscillate between 85%-90%. Second, design a lens for a circular polarization bow-tie antenna, right hand circular polarization - left hand circular polarization (RCHP -LCHP).

As a starting point the GRIN (Graded-Index-lens) lens will be taken with drills lay out in concentric circles, studied and design over dielectric material with certain dielectric permittivity (esto también me lo traduce como relative permittivity). Concentric drills rings will be made to reduced this permittivity in certain zones of the lens [1].

This thesis can be divided in three phases clearly differentiated. A first phase where different theoretical concepts, which are necessary to the understanding and development of the following phases, are explained.

A second phase where starting on the lens of refence, each concentric ring of drills will be molded, as if it were a single material with certain dielectric permittivity. Two lines of work will be followed, corresponding to two different forms of dividing the original lens. Furthermore, the results obtained will be compared, both between the two modelings and with the original lens.

In the third phase a lens will be designed from scratch for a bow-tie antenna with circular polarization. Using the results of the previous modelings, we will start with a design of dieléctric concentric rings, to subsequently replicate the different permittivities of the different rings with drills. As it can be seen, the opposite route of the second phase will be taken. Likewise, during this last development two paths will be followed for the implementation of this lens.

Key Words

Lens antennas, bow-tie antenna, right hand circular polarization, left hand circular polarization, GRIN lens, dielectric permittivity.

Agradecimientos

Este trabajo de fin de grado pone punto y final a estos años de formación en mi grado universitario. Echando la vista atrás me llevo muy buenos momentos y experiencias, a pesar de los agobios y de tantas horas dedicadas, pero no estoy aquí para hablar de lo malo sino de agradecer a todo el mundo que ha hecho posible esta etapa de mi vida.

Para empezar, agradecerle a mi tutor y profesor José Luis Masa Campos, por transmitirme tantos conocimientos, por su dedicación, por guiarme en este TFG y por alguna que otra tutoría interminable, pero sobre todo por enseñarme que todo se puede mejorar. También me gustaría agradecer a Eduardo García Marín, por su ayuda prestada durante el desarrollo de todo este trabajo y siempre atendiendo a mis dudas con buena disposición.

No cabe duda que me siento afortunado de tener como compañera de fatigas a mi prima Sara, que desde infantil hasta ahora hemos compartido los mismos cursos hasta finalizar este grado. Sin tu apoyo y compañía este camino hubiera sido mucho más difícil. Solo me queda desearte lo mejor en el futuro y estoy seguro que todo lo que te propongas lo sacarás adelante. Te quiero mucho. No puedo olvidarme tampoco de su hermana gemela, Raquel, que aunque nuestros caminos se separaron al comienzo de esta etapa, siempre has estado ahí para apoyarnos y hacernos salir a que nos de 'el aire' en los momentos más estresantes. Decirte que también te quiero muchísimo.

Quiero agradecer a mi novia, por apoyarme en todo momento, darme ánimos, tiempo y espacio y ayudar a desconectar cuando la situación era peliaguda. Muchas gracias por todo y también te quiero muchísimo.

A mi familia en general no le puedo estar más agradecida, tíos, abuelo y abuelas, por darme de comer (y mucho y rico), por ir a buscarme a la universidad en coche cuando ya no quedaban más fuerzas para coger el bus de vuelta, por preocuparse por mí y sobre todo por estar siempre a mi lado.

A mis hermanos, Eva y Raúl que son lo mejor que tengo en este mundo, gracias por hacerme reír cuando más lo necesitaba, por acaparar vuestro espacio, por respetarme, por los dibujos para darme ánimos, por las bromas que nos gastamos y sobre todo porque sois mis mejores amigos. Siempre estaré a vuestro lado para ayudaros en lo que necesitéis, os quiero con todo mi corazón.

Por último, y ahora sí más importante, agradecer a los artífices de este muchacho de Madrid, mis padres, Rafa y Raquel. No existen palabras suficientes para agradecer el trabajo que habéis desempeñado en mí, gracias por facilitarme todos los recursos necesarios, por vuestro amor y cariño incondicional, por levantarme en los peores momentos y sobre todo por seguir confiando en mí. Sin vuestra ayuda esta etapa de mi vida hubiera sido inviable, por lo que os estaré eternamente agradecidos, al igual que a mis hermanos os quiero con todo mi corazón.

INDICE DE CONTENIDOS

1 INTRODUCCIÓN	1
1.1 Motivación.....	1
1.2 Objetivo	2
1.3 Organización de la memoria	2
2 ESTADO DEL ARTE	3
2.1 Conceptos básicos de una antena	3
2.1.1 Definición de antena	3
2.1.2 Directividad, ganancia y eficiencia de radiación	3
2.1.3 Polarización	4
2.1.4 Diagrama de radiación	5
2.1.5 Centro de fase	5
2.2 Parámetros S o de dispersión.....	5
2.3 Antenas de apertura.....	5
2.4 Antenas de lente	6
2.5 Campo en la apertura y campo lejano radiado	7
2.6 Antena bow-tie.....	8
3 DISEÑO Y MODELADO DE LENTE GRIN CON TALADROS DISPUESTOS EN ANILLOS CONCÉNTRICOS	9
3.1 Consideraciones previas.....	9
3.1.1 Antena de referencia	9
3.1.2 Modelado de Antena de Referencia	9
3.2 Determinación de la constante dieléctrica en material perforado por simulación electromagnética	10
3.3 Modelado de anillos concéntricos de taladro por celda unidad	12
3.3.1 Primer modelado: Lente con anillos de ancho constante.....	12
3.3.2 Segundo modelado: Lente con anillos de ancho variable.....	14
3.4 Simulación de lentes con antena alimentadora bocina piramidal y resultados	16
3.4.1 Resultados: Adaptación del conjunto lente+antena alimentadora	18
3.4.2 Resultados: Amplitud y fase del campo radiado en la apertura	18
3.4.3 Resultados: Campo radiado lejano del conjunto antena lente+antena alimentadora	19
4 Diseño y modelado de lente para antena bow-tie single con polarización circular	21

4.1 Parámetros previos al diseño de la lente	21
4.1.1 Antena bow-tie single.....	21
4.1.2 Ajuste de la amplitud del campo en la apertura	22
4.1.3 Ajuste de la fase del campo en la apertura mediante anillos dieléctricos.....	26
4.2 Diseño de Lente desfasada.....	28
4.3 Diseño de Lente recortada	31
4.4 Obtención de múltiples haces, sistemas MIMO.....	34
5 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE LENTE RECORTADA PERFORADA PARA ANTENA BOW-TIE SINGLE Y DUAL.....	37
6 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	41
6.1 Conclusiones.....	41
6.1 Trabajo futuro	41
GLOSARIO	42
ANEXOS	43
A Demostración de simulación de una única celda unidad	43
B Mejora por distancia focal de lente recortada perforada	44
C Python	45
D CST Studio Suite 2020	46
REFERENCIAS	48

INDICE DE FIGURAS

FIGURA 1.1: ESPECTROS DE FRECUENCIA DE LA TECNOLOGÍA 5G.....	1
FIGURA 2.1: DIAGRAMA DE POTENCIAS DE UN SISTEMA ALIMENTADOR	3
FIGURA 2.2: ELIPSE DE POLARIZACIÓN	4
FIGURA 2.3: TIPOS DE POLARIZACIÓN DE UNA ANTENA	4
FIGURA 2.4: A) ANTENA BOCINA PIRAMIDAL. B) ANTENA REFLECTORA	6
FIGURA 2.5: TIPOS DE LENTE	7
FIGURA 2.6: A) ESQUEMA DE CAPAS ANTENA BOW-TIE SINGLE. B) ESQUEMA DE CAPAS ANTENA BOW-TIE DUAL. C) ESQUEMA DE RADIACIÓN DE ANTENA BOW-TIE SINGLE.....	8
FIGURA 3.1: LENTE GRIN CON TALADROS DISPUESTOS EN ANILLOS CONCÉNTRICOS CON ALIMENTADOR DE BOCINA PIRAMIDAL. B) LENTE EQUIVALENTE CON DIELECTRICOS CONCÉNTRICOS CON ALIMENTADOR DE BOCINA PIRAMIDAL	9
FIGURA 3.2: MODELADO POR CELDA UNIDAD	10
FIGURA 3.3: A) LÁMINA DE MATERIAL DIELECTRICO CON PERFORACIONES ($l \times l \times h$). B) CONDICIONES DE CONTORNO PARA LA EXTRACCIÓN DE PERMITIVIDAD DIELECTRICA DE LÁMINA PERFORADA	11
FIGURA 3.4: LENTE CON ANILLOS DE ANCHO CONSTANTE	13
FIGURA 3.5: REPRESENTACIÓN DEL PATRÓN SEGUIDO PARA DIVIDIR LA LENTE EN ANILLOS DE ANCHURA VARIABLE	14
FIGURA 3.6: LENTE CON ANILLOS DE ANCHO VARIABLE	15
FIGURA 3.7: ANTENA DE BOCINA PIRAMIDAL CON POLARIZACIÓN LINEAL	16
FIGURA 3.8: A) PARÁMETRO S_{11} DE LA ANTENA BOCINA PIRAMIDAL. B) COMPONENTES COPOLAR (CP) DE LA DIRECTIVIDAD EN PLANO $\Phi = 0$ Y $\Phi = 90$ DE LA ANTENA BOCINA PIRAMIDAL	17
FIGURA 3.9: A) LENTE ANTENA ANCHO VARIABLE CON ANTENA BOCINA PIRAMIDAL. B) LENTE ANCHO CONSTANTE CON ANTENA BOCINA PIRAMIDAL	17
FIGURA 3.10: A) PARÁMETROS S_{11} DE LA LENTE ORIGINAL CON Y SIN LENTE. B) PARÁMETROS S_{11} DE LA LENTE DE ANCHO VARIABLE, CONSTANTE Y ORIGINAL CON ANTENA BOCINA PIRAMIDAL	18
FIGURA 3.11: FARFIELD EN EL EXTREMO DE LA LENTE PARA ANALIZAR LA FASE DE LA ONDA EN DIRECCIÓN DEL EJE x E y	18
FIGURA 3.12: A) AMPLITUD DEL CAMPO EN LA APERTURA PLANO $\Phi = 0$. B) AMPLITUD DEL CAMPO EN LA APERTURA PLANO $\Phi = 90$. C) FASE DEL CAMPO EN LA APERTURA PLANO $\Phi = 0$. D) FASE DEL CAMPO EN LA APERTURA PLANO $\Phi = 90$	19
FIGURA 3.13: A) COMPONENTE COPOLAR CP DE LOS DIAGRAMAS DE RADIACIÓN DE LA LENTE ORIGINAL PARA AMBOS PLANOS PRINCIPALES ($\Phi = 90^\circ$ Y $\Phi = 0^\circ$) B) COMPONENTE COPOLAR CP DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA LENTE DE ANCHO VARIABLE, CONSTANTE Y ORIGINAL CON ANTENA BOCINA PIRAMIDAL (PLANO $\Phi = 0^\circ$).....	20
FIGURA 3.14: DIRECTIVIDAD EN EL RANGO DE FRECUENCIAS (26 - 30 GHz) CON EFICIENCIAS	20

FIGURA 4.1: A) DIAGRAMA DE RADIACIÓN (RCHP) EN LOS PLANOS DE MÁXIMA RADIACIÓN. B) COEFICIENTE DE ADAPTACIÓN S11 DE ANTENA BOW-TIE SINGLE	22
FIGURA 4.2: ESQUEMA DE LOS EFECTOS TAPER Y SPILLOVER	22
FIGURA 4.3: ESQUEMA DE LA RELACIÓN DE LA DISTANCIA FOCAL CON LOS EFECTOS TAPER Y SPILLOVER.	23
FIGURA 4.4: A) EFICIENCIA DE ILUMINACIÓN (Z_{ILUM}) Y EFICIENCIA DE SPILLOVER (Z_{SPILL}) PARA DISTINTOS DIAGRAMAS DE ALIMENTADOR (N) Y DISTINTAS RELACIONES F/D. B) EFICIENCIA TOTAL DE APERTURA. C) PEDESTAL C DEL CAMPO ELÉCTRICO EN LA APERTURA DE LA LENTE PARA DISTINTOS N Y F/D	24
FIGURA 4.5: ESQUEMA DE REFLEXIONES DE LA ONDA EN LA CARA ENTRANTE Y DENTRO DE LA LENTE Y EFECTO TAPER.....	24
FIGURA 4.6: CENTRO DE FASE DE ANTENA BOW-TIE SIMULADO EN CST STUDIO SUITE	25
FIGURA 4.7: DISTRIBUCIÓN DE ANILLOS Y ANCHURA DE LOS MISMOS PARA LENTE CON ANTENA BOW-TIE SINGLE.....	26
FIGURA 4.8: ESQUEMA DEL MÉTODO DE PROPAGACIÓN DE CAMINOS PARA LENTE ESTUDIADA.....	26
FIGURA 4.9: DISEÑO DE LENTE DESFASADA	28
FIGURA 4.10: A) FASE DE LA ONDA A LA SALIDA DE LA LENTE DESFASADA Y B) DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL CONJUNTO LENTE DESFASADA+ANTENA BOW-TIE SINGLE COMPONENTE RCHP Y COMPONENTE LCHP PLANO $\Phi = 0$	29
FIGURA 4.11: A) AMPLITUD DEL CAMPO EN LA APERTURA Y B) FASE DE CAMPO EN LA APERTURA PARA AMBOS PLANOS PRINCIPALES	29
FIGURA 4.12: A) ADAPTACIÓN DE LA ANTENA BOW-TIE SINGLE CON Y SIN LENTE DESFASADA. B) RELACIÓN AXIAL EN LA DIRECCIÓN DE BROADSIDE. C) RELACIÓN AXIAL A 28 GHz. D) RELACIÓN AXIAL A 28 GHz AMPLIADO	30
FIGURA 4.13: A) DIRECTIVIDAD EN EL RANGO DE FRECUENCIAS (25 – 31 GHz) CON EFICIENCIAS. B) DIAGRAMA DE RADIACIÓN RCHP PARA AMBOS PLANOS PRINCIPALES	31
FIGURA 4.14: ESPESOR DE CADA ANILLO DE LA LENTE RECORTADA	31
FIGURA 4.15: A) FASE DE LA ONDA A LA SALIDA DE LA LENTE RECORTADA PLANO $\Phi = 0$. B) DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL CONJUNTO LENTE RECORTADA+ANTENA BOW-TIE SINGLE CON COMPONENTE RCHP Y COMPONENTE LCHP	32
FIGURA 4.16: A) AMPLITUD DEL CAMPO EN LA APERTURA Y B) FASE DEL CAMPO EN LA APERTURA PARA SISTEMA LENTE RECORTADA+ANTENA BOW-TIE SINGLE PARA PLANO $\Phi = 0$	33
FIGURA 4.17: A) ADAPTACIÓN DE LA ANTENA BOW-TIE SINGLE CON Y SIN LENTE RECORTADA. B) RELACIÓN AXIAL EN LA DIRECCIÓN DE BROADSIDE. C) RELACIÓN AXIAL A 28 GHz. D) RELACIÓN AXIAL A 28 GHz AMPLIADO	33
FIGURA 4.18: A) DIRECTIVIDAD EN EL RANGO DE FRECUENCIAS (25 – 31 GHz) CON EFICIENCIAS. B) DIAGRAMA DE RADIACIÓN RCHP Y LCHP PLANO $\Phi = 0$	34
FIGURA 4.19: A) POSICIÓN ALIMENTADOR BOW-TIE EN 4 POSICIONES DIFERENTES (EJE Y). B) FASE DE LA ONDA A LA SALIDA DE LA LENTE EN LAS 4 POSICIONES DEL ALIMENTADOR. C) DIAGRAMA DE RADIACIÓN PARA LAS 4 POSICIONES DEL ALIMENTADOR. D) DIAGRAMA DE RADIACIÓN AMPLIADO PARA LAS 4 POSICIONES DEL ALIMENTADOR	35
FIGURA 4.20: A) AMPLITUD DEL CAMPO ELÉCTRICO A LA SALIDA DE LA LENTE EN LAS 4 POSICIONES QUE OCUPA EL ALIMENTADOR (P_1, P_2, P_3, P_4). B) FASE DEL CAMPO ELÉCTRICO A LA SALIDA DE LA LENTE EN LAS 4 POSICIONES QUE OCUPA EL ALIMENTADOR (P_1, P_2, P_3, P_4)	36

FIGURA 5.1: A) LENTE RECORTADA CON TALADROS. B) FASE DE LA ONDA A LA SALIDA DE LA LENTE RECORTADA CON TALADROS. C) DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA RECORTADA CON TALADROS	38
FIGURA 5.2: A) FASE DE LA ONDA A LA SALIDA DE LA LENTE RECORTADA CON TALADROS. B) DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA RECORTADA CON TALADROS. C) AXIAL RATIO A 28 GHz DE LA LENTE RECORTADA CON TALADROS. D) AXIAL RATIO (BROADSIDE) EN EL RANGO DE FRECUENCIAS 25-31 GHz EN LA LENTE RECORTADA CON TALADROS.....	39
FIGURA 5.3: A) DIRECTIVIDAD EN EL RANGO DE FRECUENCIAS (25 - 31 GHz) CON EFICIENCIAS. B) DIAGRAMA DE RADIACIÓN RCHP PLANO $\Phi = 0$ PARA LENTE RECORTADA CON TALADROS Y LENTE RECORTADA CON DIELECTRICOS.....	39
FIGURA 5.4: A) AMPLITUD DEL CAMPO EN LA APERTURA DE LA LENTE. B) FASE DE CAMPO EN LA APERTURA DE LA LENTE. C) RELACIÓN AXIAL DEL CONJUNTO LENTE RECORTADA CON TALADROS+ANTENA BOW-TIE DUAL. D) RELACIÓN AXIAL (BROADSIDE) DEL CONJUNTO LENTE RECORTADA CON TALADROS+BOW-TIE DUAL	40
FIGURA A.1: A) CELDA UNIDAD SIMPLE. B) CELDA UNIDAD DOBLE	43
FIGURA B.1: DIRECTIVIDAD DEL CONJUNTO LENTE RECORTADA PERFORADA+ANTENA BOW-TIE SINGLE ...	44
FIGURA B.2: DIRECTIVIDAD DEL CONJUNTO LENTE RECORTADA PERFORADA+ANTENA BOW-TIE SINGLE AMPLIADA.....	44
FIGURA C.1: POSICIÓN DE TALADROS EXTRAÍDO DESDE PYTHON	45
FIGURA D.1: MÓDULO <i>MODELING</i> EN CST STUDIO SUITE 2020	46
FIGURA D.2: MÓDULO <i>SIMULATION</i> EN CST STUDIO SUITE 2020	46

1 Introducción

1.1 Motivación.

Actualmente, se ha iniciado en España el primer despliegue de red móvil de quinta generación (5G) en la banda de 3.5 GHz. Sin embargo, para poder alcanzar las máximas capacidades de velocidad de transmisión de datos y baja latencia, es necesario subir en frecuencia a la banda ya licitada en Europa entre 24 y 28 GHz. La tecnología 5G puede ser dividida en tres rangos de frecuencias diferentes (Figura 1.1): el primero menor a 1GHz, con una excelente cobertura y penetración, pero con una tasa de transferencia de datos limitada a 100 Mbps; un segundo espectro (1 – 6 GHz) donde existe un compromiso entre la tasa de bits (1 Gbps) y la cobertura de la señal, que decae a medida que aumentamos la frecuencia, y por último, el rango mayor a 6 GHz, con tasas de datos muy elevadas (10 Gbps), con latencias muy bajas, pero la cobertura estará muy limitada.

Además, las nuevas antenas requeridas para obtener las máximas capacidades de 5G requieren de sistemas de múltiples haces, que permitan recombinar adecuadamente varias señales de recepción, consiguiendo así una ganancia de procesamiento de señal extra. Estos sistemas se denominan *Multiple Input Multiple Output* (MIMO).

En este sentido, los sistemas tradicionales de agrupaciones de antenas para obtener alta ganancia que compensen las mayores pérdidas de frecuencias de operación tan elevadas pueden presentar mayores pérdidas en sus redes de distribución en estas frecuencias, especialmente si se implementan en tecnología impresa.

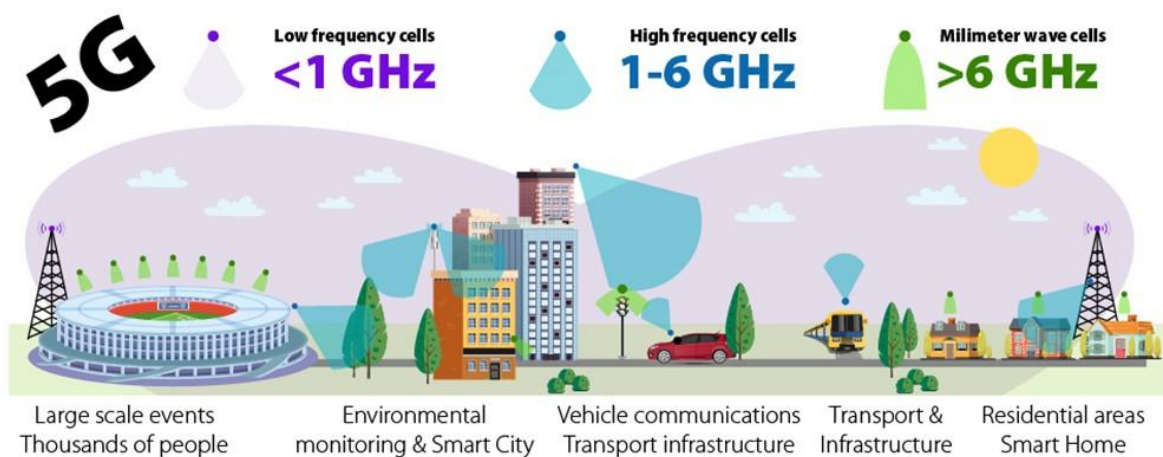


Figura 1.1: Espectros de frecuencia de la tecnología 5G, extraído de [2].

1.2 Objetivo.

En este TFG, se propone realizar un nuevo tipo de antena, basada en la utilización de lentes dieléctricas que permitan, a partir de un sistema alimentador de baja ganancia, colimar su radiación en una apertura mucho mayor, que sea capaz de incrementar significativamente la ganancia del conjunto. Tienen la gran ventaja de no requerir redes de distribución de señal, evitando sus pérdidas. Además, permiten incluir varios alimentadores, lo que genera múltiples haces para una recepción simultánea en todos ellos, posibilitando su posterior procesamiento conjunto.

Como elemento añadido, la antena propuesta funcionará utilizando polarización circular, especialmente adecuado a comunicaciones 5G por satélite, pensadas para zonas de difícil acceso por topologías terrestres, o incluso para cubrir zonas afectadas por catástrofes naturales.

Para la obtención de la polarización circular, se utilizará un elemento radiante basado en una topología *bow-tie* (esta antena ha sido creada por el departamento de RF-CAS de la UAM), [3] que admite utilizar una guía de onda tradicional con campo linealmente polarizado, que es girado hasta radiarse circularmente.

1.3 Organización de la memoria.

La memoria de este Trabajo fin de Grado se organiza en los siguientes capítulos:

- **Capítulo 1: Introducción.** Incluye la motivación del TFG, los objetivos a conseguir y la organización de la memoria.
- **Capítulo 2: Estado del arte.** Incluye los conceptos básicos necesarios para entender el comportamiento de una antena, además de describir brevemente tres tipos de antenas.
- **Capítulo 3: Diseño y modelado de Lente GRIN con taladros dispuestos en anillos concéntricos.** Incluye las consideraciones previas a tener en cuenta para el diseño y modelado de lente GRIN, seguido de la verificación de constante dieléctrica y el modelado de los anillos concéntricos de taladro por celda unidad. Se termina el capítulo con el montaje de la lente siguiendo el modelo propuesto, su simulación con antena de bocina piramidal y resultados.
- **Capítulo 4: Diseño y modelado de lente para antena bow-tie de polarización circular única.** Incluye un nuevo diseño y modelado de dos lentes para una antena bow-tie de polarización única y la obtención de múltiples haces para su aplicación a sistemas MIMO.
- **Capítulo 5: Diseño de lente recortada perforada para antena bow-tie de polarización única y dual.** Incluye un último diseño de lente recortada mediante la perforación de un material base.
- **Capítulo 6: Conclusiones y trabajo futuro.** Incluye las conclusiones extraídas de los resultados de las simulaciones en comparación a trabajos previos. Posibles mejoras y líneas de investigación futuras

2 Estado del arte

2.1 Conceptos básicos de una antena.

2.1.1 Definición de antena.

Según el *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE), una antena se define como un “Dispositivo metálico capaz de radiar y recibir ondas de radio electromagnéticas, que además adapta la salida del transmisor o la entrada del receptor al medio” [4]. Es decir, una antena es la estructura intermedia entre el espacio libre y un dispositivo de guiado, como por ejemplo una guía de onda o una línea coaxial. Se utiliza para transportar la energía electromagnética desde la fuente transmisora, hasta otra antena receptora.

2.1.2 Directividad, ganancia y eficiencia de radiación.

La ganancia directiva o simplemente directividad ($D(\theta, \phi)$), se puede definir como la relación entre la intensidad de radiación de una antena en una dirección dada, $U(\theta, \phi)$ y la intensidad de radiación de una antena isotrópica que radiase la misma potencia total U_{iso} . P_{rad} es la potencia radiada por la antena [5],[6].

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.1)$$

La ganancia de una antena ($G(\theta, \phi)$) se define como la relación entre la intensidad de radiación de una antena y la radiación de una antena que obtendría la potencia de entrada (P_{ent}) si la antena radiase de manera isotrópica [5],[6].

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ent}} \quad (2.2)$$

La eficiencia de radiación de una antena (o su rendimiento) ξ_{rad} mide el nivel de pérdidas que presenta un sistema durante la conducción por el uso de materiales imperfectos como dieléctricos o metales (Figura 2.1). [5], [6], [7].

$$\xi_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ent}} = \frac{G_0}{D_0} \quad (2.3)$$

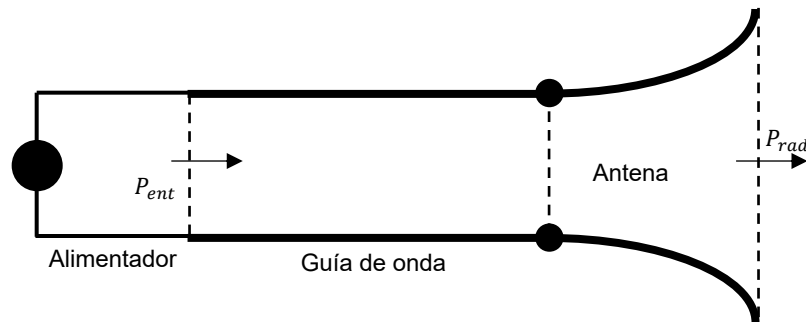


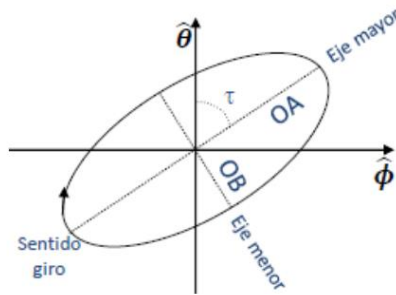
Figura 2.1: Diagrama de potencias de un sistema alimentador.

2.1.3 Polarización.

La polarización de una antena es la figura que describe el extremo del vector del campo eléctrico ($\vec{E}(r, t)$) radiado en función del tiempo y su sentido de giro, visto por un observador desde la antena (Figura 2.2) [5],[7]. El campo lejano radiado por una antena (coordenadas esféricas) tiene dos componentes *theta* (θ) y *phi* (ϕ) (ecuación 2.4).

$$\vec{E}(r, t) = \vec{E}_\theta(r, t) + \vec{E}_\phi(r, t) \quad (2.4)$$

En la mayoría de las ocasiones, cuando vemos la evolución de estas dos componentes lineales en el tiempo suelen describir una elipse (Figura 2.2), y a partir de esta elipse de polarización se pueden obtener casos particulares. Un elemento que nos permite diferenciar estos tipos de polarización es el Axial Ratio (AR), que se define como:



$$AR = \frac{\text{Eje Mayor}}{\text{Eje Menor}} = \frac{|E_{RCHP}| + |E_{LCHP}|}{|E_{RCHP}| - |E_{LCHP}|} \quad (2.5)$$

Figura 2.2: Elipse de polarización, extraído de [7].

- **Polarización elíptica:** El vector del campo radiado en el tiempo se mueve describiendo una elipse (Figura 2.3 c), $1 < AR < \infty$.
- **Polarización lineal:** El vector del campo radiado en el tiempo se mueve describiendo una recta (Figura 2.3 a), $AR = \infty$.
- **Polarización circular:** El vector del campo radiado se mueve describiendo una circunferencia (Figura 2.3 b), ($AR = 1$).

Para polarizaciones lineales podemos expresar el campo eléctrico como la contribución de dos componentes ortogonales entre sí: la componente copolar o deseada (CP) y la componente contrapolar o no deseada (XP). Sin embargo, si la polarización es circular, las componentes θ y ϕ del campo eléctrico ortogonales entre sí tendrán la misma amplitud, y estarán desfasadas $\pm 90^\circ$, según este sentido de giro sea a derechas (-90° entre la componente \vec{E}_ϕ y \vec{E}_θ) o izquierdas ($+90^\circ$). Cualquier otra situación diferente a las antes descritas será una polarización elíptica. Pudiendo definir el AR de tal manera (ecuación 2.5): En la mayoría de diseños la polarización de la antena se puede considerar que tiene una buena circularidad si el $AR < 3\text{dB}$.

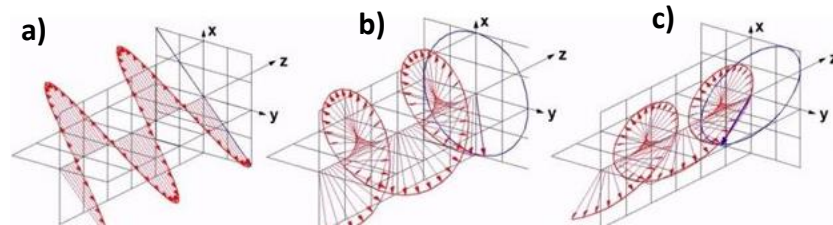


Figura 2.3: Tipos de polarización de una antena, extraído de [17].

2.1.4 Diagrama de radiación.

El diagrama de radiación de una antena se puede definir como la representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en función de las coordenadas angulares del espacio [5],[7]. Gracias a esto podemos prestar especial atención a una serie de parámetros para el diseño de nuestra antena:

- **Lóbulo principal:** Representa la dirección de máxima radiación y concentra gran parte del total de la potencia radiada por la antena.
- **Lóbulos secundarios:** Resto de lóbulos distintos al principal.
- **Nivel de lóbulos secundarios (SLL):** relación entre la potencia radiada por el lóbulo principal y el lóbulo secundario más elevado.
- **Ancho de haz a $-3dB$:** Margen angular donde la potencia radiada cae hasta $3dB$ con respecto al máximo del lóbulo principal.

2.1.5 Centro de fase.

El centro de fase de una antena se puede definir como el punto de la superficie donde al centrar una esfera de radio aleatorio y evaluar el campo radiado en la superficie de esta esfera, la fase del campo radiado permanece constante [1], [5], [6].

2.2 Parámetros S o de dispersión.

Una antena puede caracterizarse como una red de dos puertos, por lo tanto, los parámetros S nos ayudarán a caracterizar esta red. Los parámetros S son coeficientes de transmisión y reflexión definidos a partir de las ondas de potencia entrantes y salientes al circuito que caracterizan. Gracias a estos parámetros podemos comprobar el comportamiento circuital de nuestra red en un rango de frecuencias determinado. Existen tantos parámetros S , como combinaciones de los puertos de entrada y salida tenga nuestra red (S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} , ...), donde los índices se utilizan para nombrar a los diferentes puertos del circuito.

En el actual TFG únicamente trabajaremos con el parámetro S_{11} . Este parámetro relaciona la cantidad de potencia que se refleja, con la cantidad de potencia que se está entregando por el puerto 1 de entrada al sistema radiante [5], [7]. En este contexto se puede definir la eficiencia de adaptación de un sistema que establece las pérdidas producidas por desadaptación entre antena y línea de transmisión. Esto da lugar a un nuevo tipo de ganancia, la realizada (*Realized Gain*, G_{real}), que se define como (ecuación 2.6):

$$G_{real} = G_0 * \zeta_{adapt} = G_0 * (1 - |S_{11}|^2) \quad (2.6)$$

2.3 Antenas de apertura.

Basándonos en la definición de antena, las antenas de apertura se diferencian del resto por radiar la energía al espacio a través de una apertura, de esta manera somos capaces de dirigir el haz electromagnético en una dirección determinada [5], [6]. Podemos dividir este tipo de antenas en dos subcategorías:

- Antenas donde la apertura está perfectamente limitada por paredes metálicas conductoras, como puede ser el caso de las bocinas o guías de onda radiantes (Figura 2.4 a).
- Antenas donde la apertura es la superficie frontal, donde los campos de onda inciden y son reflejados o colimados en una dirección determinada, como es el caso de los reflectores o las antenas de lente. Un elemento a tener en cuenta en el diseño de este tipo de antenas es el valor de pedestal (C), que se define como la diferencia que existe entre el campo incidente en el extremo y en el centro de la apertura. Un valor óptimo de pedestal para antenas reflectoras es de -10 dB (Figura 2.4 b).

Un elemento esencial que se utilizará para medir lo bueno que ha sido el diseño de la antena es la eficiencia de apertura ζ_{aper} que se define como (ecuación 2.7):

$$\zeta_{aper} = \frac{D_0 * \lambda_0^2}{4 * \pi} * A_{aper} = \zeta_{ilum} * \zeta_{spill} \quad (2.7)$$

Donde A_{aper} , es el tamaño físico del área de la apertura, en el caso de antenas con superficies frontales, la apertura será el reflector o la lente, depende del tipo de antena que se esté estudiando. Asimismo, la ζ_{aper} en el caso de antenas con superficies frontales engloba dos eficiencias más, la de iluminación ζ_{ilum} , que cuantifica la uniformidad del campo que ilumina el reflector/lente y la eficiencia de *spillover* ζ_{spill} que expresa la pérdida en ganancia debida a la radiación por el alimentador fuera del ángulo de visión del reflector/lente [1], [5], [6]. La eficiencia total del sistema se define como:

$$\zeta_{total} = \zeta_{ilum} * \zeta_{spill} * \zeta_{adap} * \zeta_{rad} \quad (2.8)$$

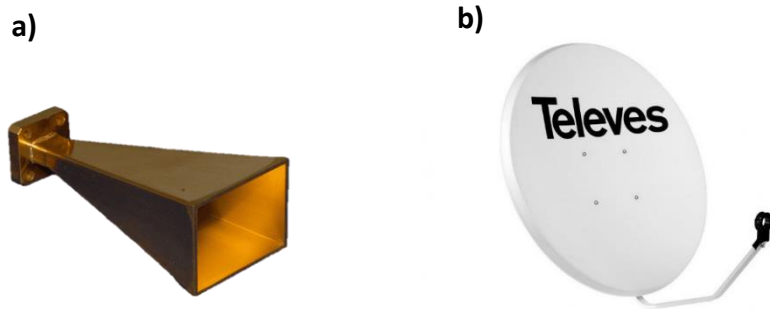


Figura 2.4: a) Antena bocina piramidal, extraído de [8]. b) Antena reflectora, extraído de [9].

2.4 Antenas de Lente.

Una antena de lente es una antena de apertura del tipo superficie frontal que está compuesta generalmente por una lente situada en frente de otra antena alimentadora. Habitualmente, el tipo de antenas

alimentadoras utilizadas son las ya mencionadas, antenas de apertura limitada por paredes metálicas (aunque también pueden utilizarse otros tipos, como antenas de parches)[10]. La lente, puede ser diseñada según las especificaciones deseadas, escogiendo de manera adecuada las dimensiones y los materiales más apropiados (dieléctricos)[11]. Gracias a este tipo de lentes, podemos concentrar el haz de radiación en un punto determinado y conseguir un aumento significativo de la ganancia del sistema. Además, se pueden convertir frentes de ondas planos en ondas esféricas y viceversa [12]. Podemos conformar la lente de diversas maneras, ya que se puede escoger un diseño con una lente biconvexa, bicóncava, planoconvexa, etc (Figura 2.5). Cada una de ellas nos aportará unas cualidades diferentes [1].

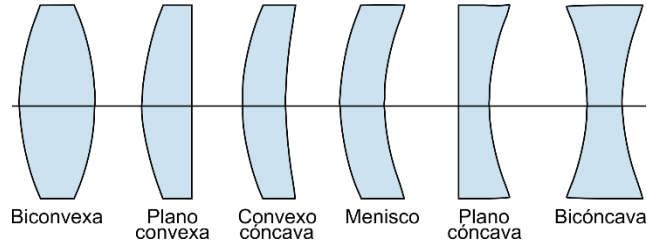


Figura 2.5: Tipos de lente, extraído de [13].

Este tipo de antenas presenta una significativa ventaja como es la económica fabricación, ya que puede realizarse mediante sistemas automatizados, como puede ser la impresión 3D. Las desventajas provienen del material con el que esté construido, si el material tiene una tangente de pérdidas muy alta, la ganancia del sistema decaerá significativamente [19].

2.5 Campo en la apertura y campo lejano radiado

El campo en la apertura se puede hallar evaluando el campo eléctrico (\vec{E}_a) y magnético (\vec{H}_a) que genera el medio de transmisión (ecuación 2.9 y 2.10) que posea la antena justo en el plano (XY) de la apertura. Como ya se definió en el punto 2.3, existen dos tipos de antena según su apertura, las primeras, como las bocinas en las que el campo viene generado por una línea de transmisión o una guía de onda y las segundas como las lentes o reflectores, en las que el campo es evaluado en una zona muy próxima al alimentador (lente o reflector) una vez ya ha sido transmitido [6].

$$\vec{E}_a = E_{ax}(x', y')\hat{x} + E_{ay}(x', y')\hat{y} \quad (2.9)$$

$$\vec{H}_a = H_{ax}(x', y')\hat{x} + H_{ay}(x', y')\hat{y} \quad (2.10)$$

Integrando las diferentes componentes del campo \vec{E}_a en la superficie de la apertura (S_a) podemos obtener el campo lejano radiado [6]:

$$P_x = \iint_{S_a} E_{ax}(x', y') e^{jK_0(ux' + vy')} dx' dy' \quad (2.11)$$

$$P_y = \iint_{S_a} E_{ay}(x', y') e^{jK_0(ux' + vy')} dx' dy' \quad (2.12)$$

$$E_\theta = j \frac{K_0}{2\pi} \frac{e^{-jK_0 r}}{r} \left(\frac{1 + \cos\theta}{2} \right) (P_x \cos\phi + P_y \sin\phi) \quad (2.13)$$

$$E_{\phi} = j \frac{K_0}{2\pi} \frac{e^{-jK_0 r}}{r} \left(\frac{1 + \cos\theta}{2} \right) (P_x \sin\phi + P_y \cos\phi) \quad (2.14)$$

2.6 Antena bow-tie.

Las antenas bow-tie son un tipo de antenas de apertura, donde dicha apertura radiante tiene forma de pajarita (bowtie), de ahí su nombre. En este TFG se utilizará una antena bow-tie [3] con polarización circular proporcionada por el grupo de RadioFrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS) de la Escuela Politécnica Superior UAM.

Esta antena está formada por tres tramos guiados (Figura 2.6): Un tramo superior, que corresponde a la cavidad radiante con forma de pajarita (bowtie), otro tramo intermedio que sirve como adaptador entre el tramo superior antes descrito y el inferior, constituido este último básicamente por una guía de onda rectangular nominal WR-51. El funcionamiento de esta antena consiste en girar el campo del modo fundamental TE₁₀ de la guía rectangular, linealmente polarizado hasta conseguir un campo con polarización circular a la salida de la cavidad radiante. Como se aprecia en la Figura 2.6 c) las componentes RCHP y LCHP son ortogonales entre sí de igual amplitud y desfasadas 90°. En este TFG se trabajará inicialmente con una antena bow-tie con polarización circular única (como la descrita en Fig. 2.6 a), es decir o a derechas o a izquierdas, y finalizaremos el último diseño con una implementación de una antena bow-tie de polarización dual (Fig. 2.6 b). Esta nueva modalidad dual nos permite conseguir una polarización circular tanto a derechas como a izquierdas, que se obtiene utilizando en el tramo inferior una guía cuadrada en lugar de rectangular [3]. Cada uno de los dos modos fundamentales propagados en la guía cuadrada (TE₁₀ linealmente polarizado según y , TE₀₁ polarizado linealmente según x), generan sendas componentes circulares de sentidos contrarios de giro. Así el TE₁₀ da lugar a polarización circular a derechas RHCP y el TE₀₁ a radiación a izquierdas LHCP.

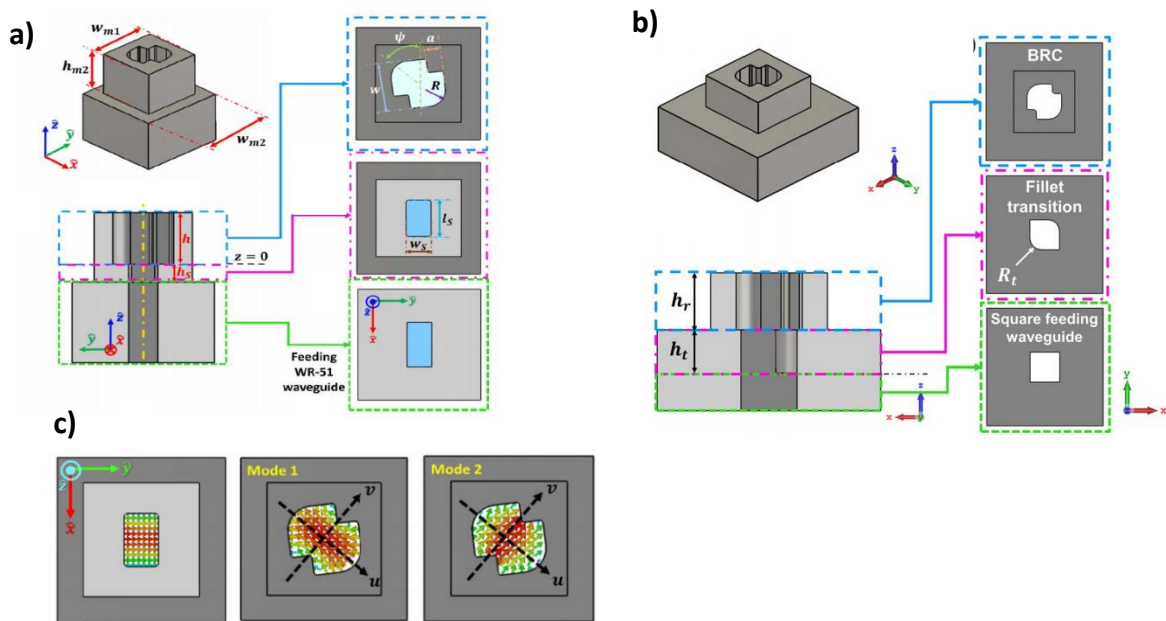


Figura 2.6: a) Esquema de capas antena bow-tie single. b) Esquema de capas antena bow-tie dual. c) Esquema de radiación de antena bow-tie single. *extraído de [3].*

3 Diseño y modelado de Lente GRIN con taladros dispuestos en anillos concéntricos

3.1 Consideraciones previas.

3.1.1 Antena de referencia.

Como se indicó en el resumen, este TFG es la continuación de la tesis doctoral [1], donde se caracterizaron lentes perforadas con disposición triangular de taladros, pero no con una disposición en anillos concéntricos, tema de estudio de este TFG. La antena de referencia únicamente se había simulado con un ajuste manual de los taladros [16] hasta configurar el diagrama de radiación, pero no se había establecido el modelo equivalente de dieléctricos sólidos, que se realizará en este TFG. Este sistema consta de una lente de gradiente de índice (GRIN) [14][18] y una antena alimentadora de bocina piramidal. Este tipo de lentes actúan como apertura de la antena y modificando ciertas propiedades de la lente, se puede controlar la iluminación del conjunto lente + antena alimentadora. Entre las propiedades que podemos modificar, destaca la permitividad del material con la que está construida la lente. Estudiando el valor óptimo de la permitividad, podemos convertir ondas electromagnéticas esféricas en ondas planas y uniformizar la fase del campo radiado por la antena a la salida de la lente.

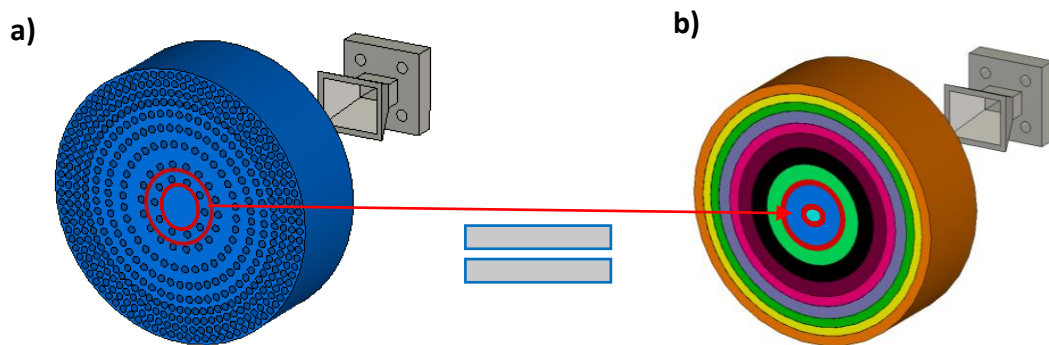


Figura 3.1: a) Lente GRIN con taladros dispuestos en anillos concéntricos con alimentador de bocina piramidal, *extraído de [1]*. b) Lente equivalente con dieléctricos concéntricos con alimentador de bocina piramidal

3.1.2 Modelado de Antena de Referencia.

El primer objetivo de este TFG, consiste en modelar la lente de la Figura 3.1 a) sustituyendo los anillos concéntricos de taladros por anillos uniformes de constante dieléctrica (ϵ_r) (Figura 3.1 b). Estos anillos de dieléctrico se obtendrán a partir del denominado “modelado de celda unidad”. Este modelado se hará de la siguiente manera: se toman pequeñas porciones con una cierta dimensión ($W * L$, Figura 3.2) por cada anillo de la lente de la Figura 3.1 a) que contenga como mínimo parte de un taladro, se le llamará “celda unidad”. Esta celda unidad tendrá asociada una permitividad dieléctrica (ϵ_r) y gracias a ello se podrá sustituir esa celda unidad por una porción de iguales dimensiones con su ϵ_r correspondiente, sin la perforación original. Aprovechando la disposición simétrica de los taladros se obtendrán los valores de la constante dieléctrica de

cada anillo sin tener que simular el anillo completo (Anexo A). Es decir, como la distancia radial entre taladros de un mismo anillo es la misma, podemos tomar una “celda unidad” que contenga un único taladro, y a partir de ella obtener los resultados de ϵ_r del anillo completo (Figura 3.2).

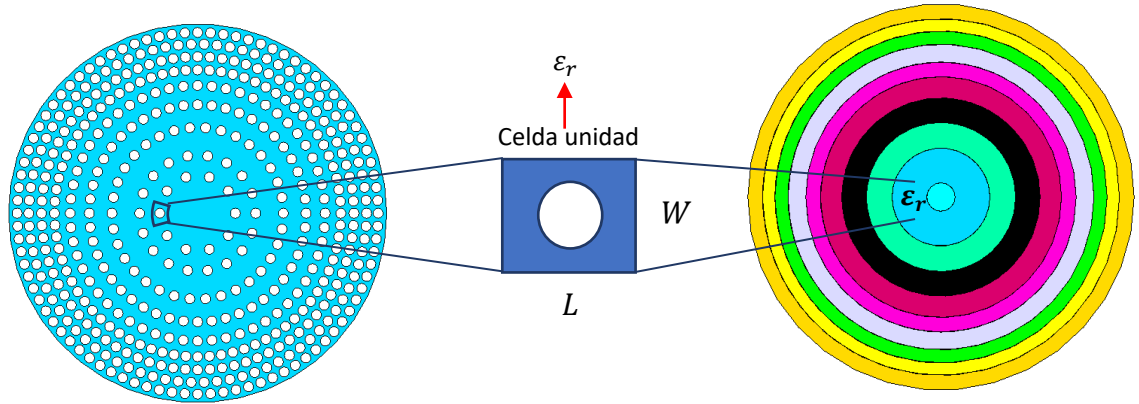


Figura 3.2: Modelado por celda unidad.

La ventaja de este modelado es el ahorro en el tiempo empleado de computación por cada simulación. Esto evitará trabajar con la estructura de taladros en la fase de diseño, posibilitando un mayor número de simulaciones y por ende una mayor afinación en los resultados finales. Únicamente en la fase final del diseño en el capítulo 5, para un ajuste más refinado de la estructura se acudirá al modelo perforado. Las especificaciones a cumplir por el conjunto lente + antena alimentadora para su aplicación a sistemas 5G de alta velocidad de transmisión serán:

- La frecuencia de trabajo será $f_0 = 28 \text{ GHz}$.
- El ancho de operación oscilará de $4 - 5 \text{ GHz}$, es decir, la banda de frecuencia de trabajo de la antena estará comprendida entre los $26 - 30 \text{ GHz}$.
- Nivel de adaptación en la banda de operación inferior a -15 dB .
- Polarización lineal con nivel de contrapolar $< -30 \text{ dB}$

3.2 Determinación de la constante dieléctrica en material perforado por simulación electromagnética.

Como se pretende modelar cada anillo de taladros, se necesitan conocer sus diferentes permitividades dieléctricas ϵ_r (Figura 3.2). En la literatura podemos encontrar la fórmula teórica que nos arroja la constante dieléctrica efectiva de un dieléctrico perforado [1], tal que:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \epsilon_r(1 - \alpha) + \alpha \quad (3.1)$$

Donde α establece la proporción de taladros (aire) respecto a la cantidad total de dieléctrico:

$$\alpha = \frac{\text{Área de taladros}}{\text{Área total}} \quad (3.2)$$

Se puede concluir que realizando un mayor número de taladros permite disminuir la densidad del material y por tanto reducir su constante dieléctrica. Por ello se obtienen distintas constantes dieléctricas en diferentes zonas de la lente.

Antes de modelar la lente de referencia se debe comprobar que los resultados que arroja la ecuación teórica (3.1) coinciden con los valores que devuelve una simulación electromagnética. Para ello, se han realizado una serie de simulaciones con el software electromagnético CST Studio Suite (en adelante, CST), formando una pequeña lámina cuadrangular ($l \times l$) de constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.5$ (plástico) y de un espesor $h = 0.005 \text{ mm}$, a la que se han realizado diversos taladros de radio r . Una vez establecida la lámina con los taladros definidos, se ha hecho incidir una onda plana sobre el material, se observa como la impedancia de onda no varía y es la esperada y conocida impedancia del aire, 120π . Las condiciones de contorno impuestas en esta simulación son: pared metálica en las direcciones z e y , pared magnética en la dirección x para que se propague una onda plana en dirección z (Figura 3.3 b). De esta forma CST nos permite extraer la permitividad a partir de la fase del parámetro S_{21} [15].

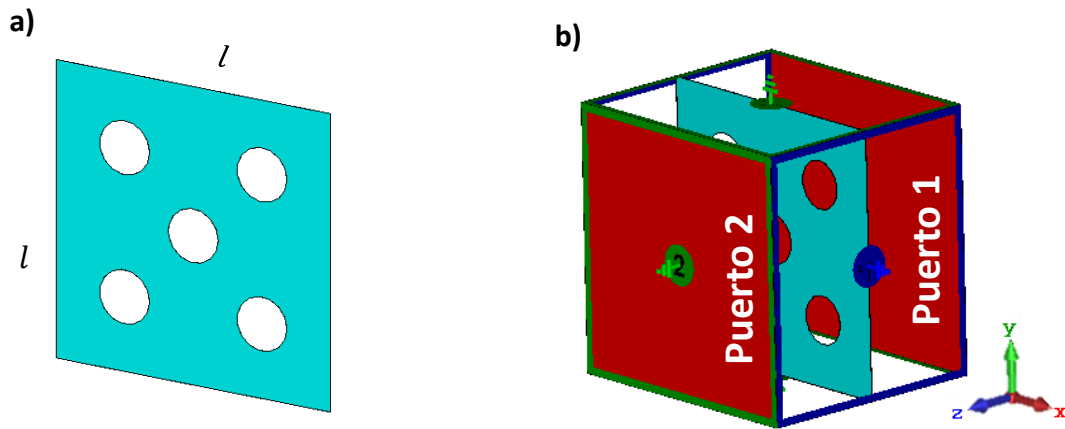


Figura 3.3: a) Lámina de material dieléctrico con perforaciones ($l \times l \times h$). b) Condiciones de contorno para la extracción de permitividad dieléctrica de lámina perforada.

Se muestra en la tabla 3.1 las diferentes dimensiones de la lámina, los valores teóricos y simulados de ϵ_{reff} . Los resultados teóricos concuerdan con los resultados simulados, lo que constata, que los valores simulados sostienen la ecuación teórica (3.1) donde se relaciona el área de taladros con el área de dieléctrico.

l	r	n° Taladros	Valor ϵ_{reff} Teórico	Valor ϵ_{reff} Simulado
14 mm	2 mm	5	2.0191	2.0129
11 mm	2 mm	4	1.8769	1.8726
11 mm	1 mm	4	2.344	2.3454
11 mm	1 mm	5	2.305	2.305
9 mm	1 mm	5	2.2009	2.2004

Tabla 3.1: Valores de ϵ_{reff} simulados y teóricos, variando las dimensiones de la lámina l , el radio r de los taladros y n° de taladros.

También se ha comprobado que la disposición de los taladros dentro de la lámina de dieléctrico no afecta al valor de la constante dieléctrica que se obtiene. Para ello se ha simulado en CST una lámina de

dieléctrico $\varepsilon_r = 2.5$, de dimensiones $l \times l$ ($11 \times 11 \text{ mm}$), con un único taladro ($r = 2 \text{ mm}$), que se ha ido cambiando de posición sobre la misma lámina. Se han realizado tres simulaciones, la primera con el taladro centrado sobre la lámina, la segunda desplazando el taladro a la esquina superior derecha de la lámina, y la tercera, con el taladro situado en la esquina inferior izquierda de la superficie (Tabla 3.2).

<i>Disposición Taladros</i>	<i>l</i>	<i>r</i>	<i>nº Taladros</i>	<i>Valor $\varepsilon_{\text{reff}}$ Simulado</i>
Centrado	11 mm	2 mm	1	1.68437
Esquina Superior	11 mm	2 mm	1	1.68365
Esquina Inferior	11 mm	2 mm	1	1.68365

Tabla 3.2: Valores de $\varepsilon_{\text{reff}}$ e impedancia de onda simulados para una misma lámina, variando la posición del único taladro.

3.3 Modelado de anillos concéntricos de taladro por celda unidad.

En el modelado de la lente GRIN, se ha optado por dividir la lente siguiendo dos modelos diferentes, para observar si existe una forma de configurar más eficiente que otra. El primer modelado recibirá el nombre de Lente con anillos de ancho constante y el segundo de Lente con anillos de ancho variable. En ambos casos, la lente a modelar se divide en anillos concéntricos que contengan la zona de taladros y la diferencia viene dada en la anchura de estos anillos, es decir, la diferencia entre radio exterior y radio interior.

3.3.1 Primer modelado: Lente con anillos de ancho constante.

Esta configuración se caracteriza por la anchura constante que tienen los anillos de la lente que simulan la zona perforada. Se ha escogido una anchura de 2.3 mm correspondiente a la diferencia entre centros de taladros de los dos últimos anillos, siendo esta la distancia más restrictiva. Si se opta por dividir la lente de esta manera, quedarán zonas ‘desatendidas’, en el sentido de que no serán modeladas, porque son zonas en las que no hay perforaciones y, por tanto, su constante dieléctrica efectiva será igual a la del material utilizado $\varepsilon_r = 2.5$. Tomando estos parámetros de división, la lente quedará formada (como se verá posteriormente en la Figura 3.4) por 9 anillos concéntricos de ancho constante, emulando la zona de taladros y por otros 9 anillos concéntricos de $\varepsilon_r = 2.5$, intercalados a razón de uno a uno, con los primeros nueve anillos. Antes de montar esta nueva lente, se debe conocer la constante dieléctrica de cada uno de los nueve anillos que simulan la zona de taladros, usando la ecuación (3.1) aplicada a la celda unidad que se definirá por cada anillo y reforzando estos cálculos con las simulaciones correspondientes en CST.

Como se observa en la Figura 3.2, para definir la celda unidad se necesitaría definir un trapecio circular, pero ante la imposibilidad de representar este tipo de geometrías en CST, se definirá un rectángulo, asumiendo un cierto error. Por tanto, el ancho de cada celda unidad (W) será de 2.3 mm , que se corresponde con la anchura de cada uno de los anillos y la longitud de ‘arco’ (L) dependerá del anillo a evaluar. Por último, el radio del taladro que perfora la lámina de dieléctrico será de $r = 1 \text{ mm}$, ya que se ha comprobado que valores inferiores, no garantizan la no deformación del patrón de taladros [1] siendo igual a los taladros realizados en la lente original. Para elegir la longitud (arco) (L) de la celda unidad, se ha optado por dividir

cada anillo en partes iguales según tantos taladros tenga el anillo. La fórmula que se ha seguido es la siguiente:

$$L = \frac{2\pi r}{n^{\circ} \text{ taladros}}, \text{ siendo } r \text{ el radio de cada anillo.}$$

Como se ha señalado anteriormente, se incluirá una simulación electromagnética que refuerce los valores teóricos. Se definirá una lámina de $W * L$, de constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.5$ y un espesor fino para acelerar la simulación ($h = 0.005 \text{ mm}$). En esta superficie dieléctrica, se realiza un taladro de $r = 1 \text{ mm}$ y se colocarán dos puertos en guía de onda a ambos lados de la superficie dieléctrica, separados arbitrariamente, que excitarán una onda plana incidiendo en el material dieléctrico (Figura 3.3).

ϵ_r	Valor simulado	Valor teórico	$L \text{ (mm)}$
ϵ_{r1}	2.06225	2.0652	4.7123
ϵ_{r2}	1.9844	1.9896	4.014
ϵ_{r3}	1.83744	1.8477	3.141
ϵ_{r4}	1.7399	1.7546	2.7488
ϵ_{r5}	1.74903	1.7635	2.782
ϵ_{r6}	1.59221	1.6117	2.3065
ϵ_{r7}	1.6261	1.6447	2.3954
ϵ_{r8}	1.67281	1.6895	2.528
ϵ_{r9}	1.6703	1.6871	2.5204

Tabla 3.3: Valores de ϵ_{reff} simulados y teóricos de cada anillo de ancho constante y la longitud L de cada celda unidad.

En vista de los resultados obtenidos en la tabla 3.3 se procede al montaje en CST de la lente. Para aligerar las simulaciones, hemos venido utilizando una lámina con un espesor muy delgado ($h = 0.005 \text{ mm}$), que conlleva a un número de celdas muy reducido. Llegados al montaje de la lente, debemos utilizar el mismo espesor que tiene la lente GRIN original $h = 25 \text{ mm}$.

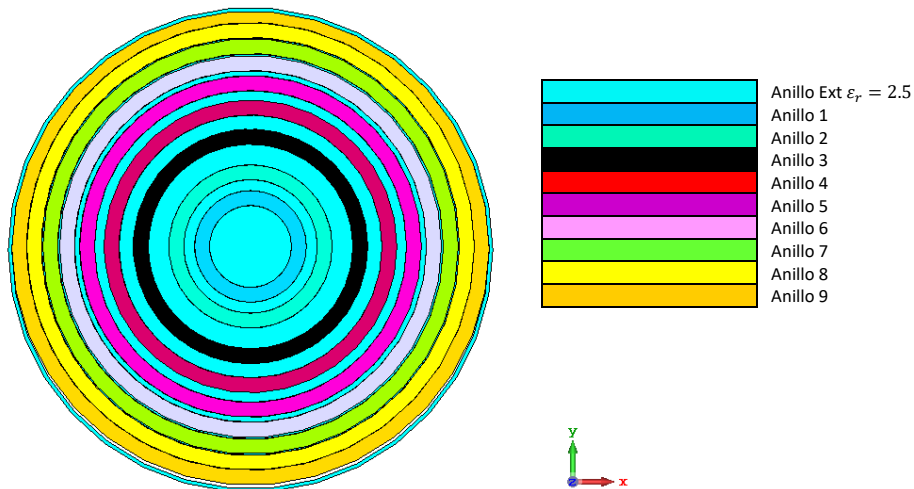


Figura 3.4: Lente con anillos de ancho constante.

Una vez conformada la lente, se diferencian 18 anillos en total (Figura 3.4), 9 de ellos con constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.5$ (denominados Ext en Figura 3.4) y otros 9 con las permitividades dieléctricas que se muestran calculadas en la Tabla 3.4, junto con las dimensiones relativas de cada anillo.

Anillo	ϵ_r	Radio ext (mm)	Radio int (mm)	Anchura w (mm)
Ext 0	2.5	6.35	0	6.35
1	2.06225	8.65	6.35	2.3
Ext 1	2.5	10.35	8.65	1.7
2	1.9844	12.65	10.35	2.3
Ext 2	2.5	15.85	12.65	3.2
3	1.83744	18.15	15.85	2.3
Ext 3	2.5	20.35	18.15	2.2
4	1.7399	22.65	20.35	2.3
Ext 4	2.5	24.15	22.65	1.5
5	1.74903	26.45	24.15	2.3
Ext 5	2.5	27.25	26.45	0.8
6	1.59221	29.55	27.25	2.3
Ext 6	2.5	29.85	29.55	0.3
7	1.6261	32.15	29.85	2.3
Ext 7	2.5	32.35	32.15	0.2
8	1.67281	34.65	32.35	2.3
9	1.6703	36.95	34.65	2.3
Ext 9	2.5	37.5	36.95	0.55

Ta bla 3.4: Valores de ϵ_r , radio exterior, radio interior y anchura de cada anillo de la Lente con anillos de ancho constante.

3.3.2 Segundo modelado: Lente con anillos de ancho variable.

En este modelado, la anchura de cada anillo es variable, en función de la zona perforada de la lente original (Figura 3.1), sin dejar ninguna zona desatendida. Se dividirá la lente en 9 anillos (tantos como anillos de taladros) con dieléctricos distintos y de anchura también diferente. Partiendo de una circunferencia de radio $r = 2.75 \text{ mm}$ (anillo 0 en Figura 3.6), que replica el centro de la lente de referencia, en la que no hay zonas perforadas, se irán diseñando anillos con el siguiente patrón de división:

- La cota inferior de cada anillo viene dada por la mitad de la distancia que existe entre el centro del taladro del anillo anterior ($i - 1$) y el centro del taladro del anillo i actual (Figura 3.5).
- La cota superior del anillo será la mitad de la distancia entre el centro del taladro del anillo posterior superior y el actual (Figura 3.5).

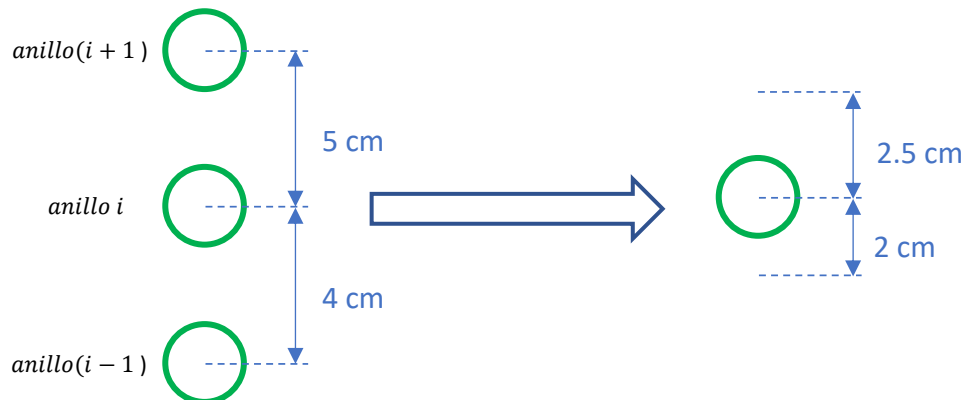


Figura 3.5: Representación del patrón seguido para dividir la lente en anillos de anchura variable.

Se fijará una celda unidad por cada anillo de taladros, cuya anchura dejará de ser fija e irá variando en cada uno de los anillos siguiendo el patrón de la Figura 3.5. En su simulación electromagnética con CST, se tomarán los mismos parámetros definidos en el apartado 3.3.1, a excepción de la anchura. En la tabla 3.5 se muestran los resultados de cada anillo de dieléctrico con la longitud de arco correspondiente.

ϵ_r	Valor simulado	Valor teórico	L (mm)	W (mm)
ϵ_{r1}	2.24138	2.25	4.7123	4
ϵ_{r2}	2.244316	2.253	4.014	4.75
ϵ_{r3}	2.18911	2.2	3.141	5
ϵ_{r4}	2.07137	2.087	2.7488	4.15
ϵ_{r5}	1.99107	2.009	2.782	3.45
ϵ_{r6}	1.75731	1.783	2.3065	2.85
ϵ_{r7}	1.702658	1.729	2.3954	2.55
ϵ_{r8}	1.69939	1.723	2.528	2.4
ϵ_{r9}	1.8219	1.844	2.5204	2.85

Tabla 3.5: Valores de ϵ_{reff} simulados y teóricos de cada anillo de ancho W y la longitud L de cada celda unidad.

Observando los valores de ϵ_{reff} obtenidos en la tabla 3.5 se da paso al montaje de la lente con anillos de ancho variable para su simulación en CST. Al igual que en la lente anterior, se debe utilizar un espesor de $h = 25 \text{ mm}$.

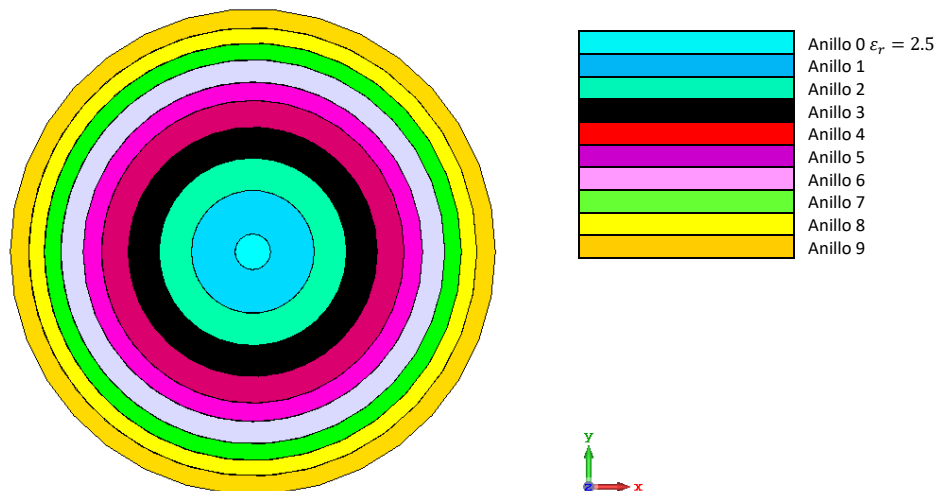


Figura 3.6: Lente con anillos de ancho variable.

Una vez conformada la lente, podemos diferenciar 9 anillos en total (Figura 3.6), con las permitividades dieléctricas que se muestran calculadas en la Tabla 3.6, junto con las dimensiones relativas de cada anillo.

Anillo	ϵ_r	Radio ext (mm)	Radio int (mm)	Anchura w (mm)
0	2.5	2.75	0	2.75
1	2.24138	9.5	2.75	6.75
2	2.244316	14.5	9.5	5
3	2.18911	19.25	14.5	4.75
4	2.07137	23.4	19.25	4.15
5	1.99107	26.25	23.4	2.85
6	1.75731	29.7	26.25	3.45
7	1.702658	32.25	29.7	2.55
8	1.69939	34.65	32.25	2.4
9	1.8219	37.5	34.65	2.85

Tabla 3.6: Valores de ϵ_r , radio exterior, radio interior y anchura de cada anillo de la Lente con anillos de ancho variable.

3.4 Simulación de lentes con antena alimentadora bocina piramidal y resultados.

Montadas ambas lentes, se procederá a comprobar su comportamiento frente a la incidencia de la onda procedente de la antena alimentadora. Para ello, se va a utilizar la antena de bocina piramidal de polarización lineal empleada en la tesis doctoral [1], con plano $\phi = 0$ (XZ) y $\phi = 90$ (YZ). Como se verá en el capítulo 4, esta antena será mejorada con la sustitución de un alimentador con polarización circular, y se apreciará como el diseño de la antena alimentadora está directamente relacionado con las dimensiones de la lente a la que debe iluminar. La citada bocina piramidal, consta de una guía de onda WR-28 (cuyo rango de operación para propagar su modo fundamental TE₁₀ va de 21 a 42 GHz), con un abocinamiento posterior en sus extremos, lo que incrementa el tamaño de la apertura radiante (Figura 3.7).

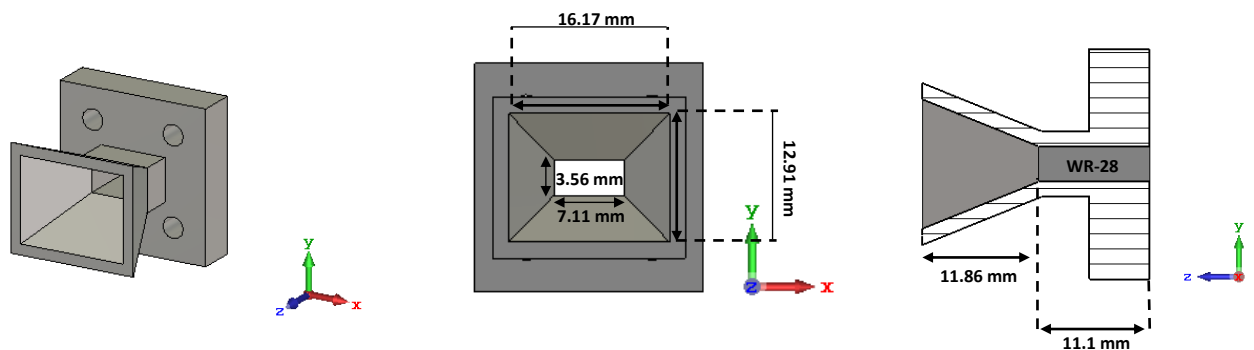


Figura 3.7: Antena de bocina piramidal con polarización lineal, extraído de [1].

Como se puede observar en la Figura 3.8 a), la antena alimentadora presenta una banda de adaptación muy amplia, incluso mayor a la propuesta en el apartado 3.1.2. Se seguirá simulando en el rango de frecuencias 26 – 30 GHz para obtener el comportamiento del sistema lente + antena alimentadora en la frecuencia f_0 a la que trabajan las antenas alimentadoras y en sus frecuencias más próximas. El diagrama de radiación en ambos planos principales (Figura 3.8 b), es casi idéntico en el rango angular con el que la bocina ilumina la lente original ($40,6^\circ$), esto supondrá obtener resultados idénticos en ambos planos.

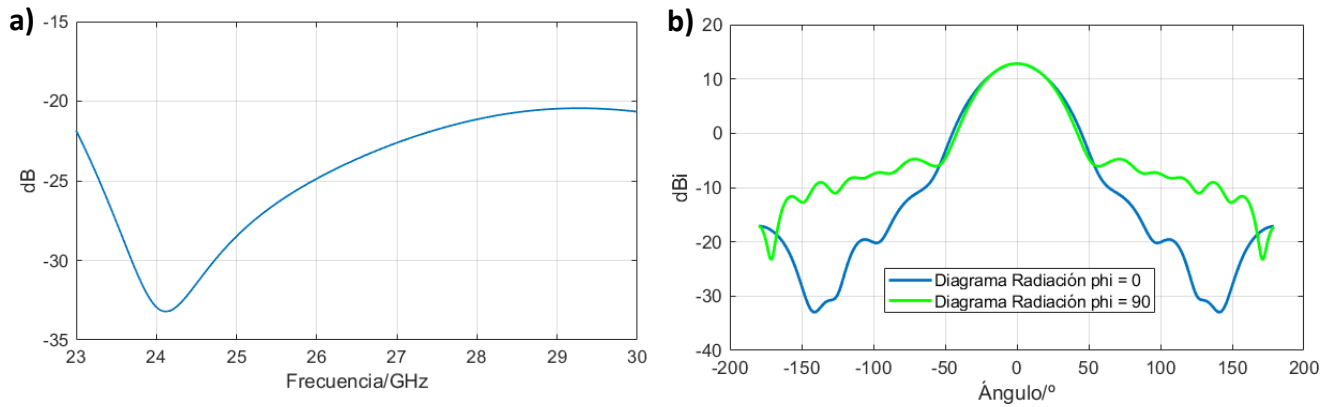


Figura 3.8: a) Parámetro S_{11} de la antena bocina piramidal. b) componente copolar (CP) de la directividad en plano $\phi = 0$ y $\phi = 90$ de la antena bocina piramidal (28 GHz).

Analizada la antena de forma aislada, se simulará el conjunto lente + antena alimentadora de los dos modelados diseñados en este TFG. Se colocarán ambas lentes a una distancia focal $F = 64 \text{ mm}$, distancia que depende tanto del diagrama de radiación de la antena como de las dimensiones que posea la lente (Figura 3.9), como se explicará en el capítulo 4. Finalizada la simulación, se procederá a analizar los resultados obtenidos comparando ambos modelados con la antena original de referencia, para contrastar cuál de ellos se ajusta más al original.

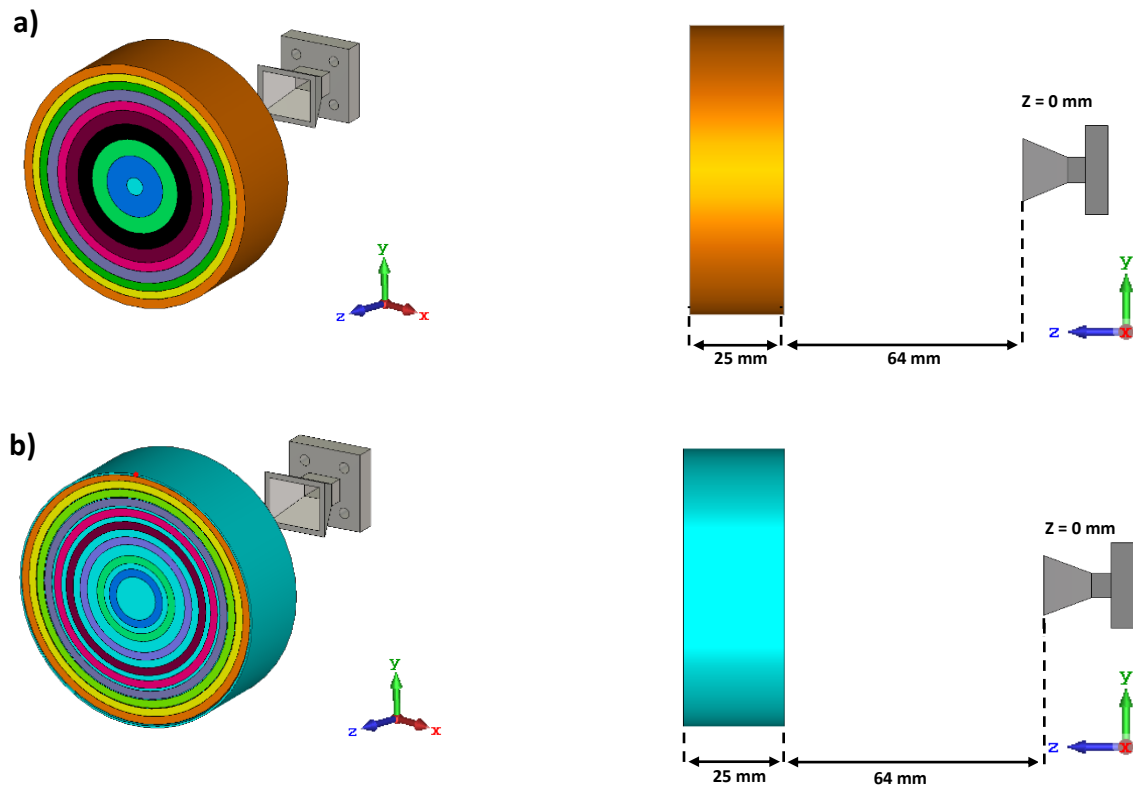


Figura 3.9: a) Lente antena ancho variable con antena bocina piramidal. b) Lente ancho constante con antena bocina piramidal.

3.4.1 Resultados: Adaptación del conjunto lente+antena alimentadora.

Como se observa en la Figura 3.10 a), la adaptación del conjunto lente + antena alimentadora empeora notablemente respecto a la antena simulada de forma aislada (sin lente), por la interacción entre ambos elementos. Existe cierto rizado que no nos permite obtener una adaptación inferior a -15 dB . Ambos modelados presentan una adaptación casi idéntica a la lente original, consiguiendo el mismo rizado (Figura 3.10 b)).

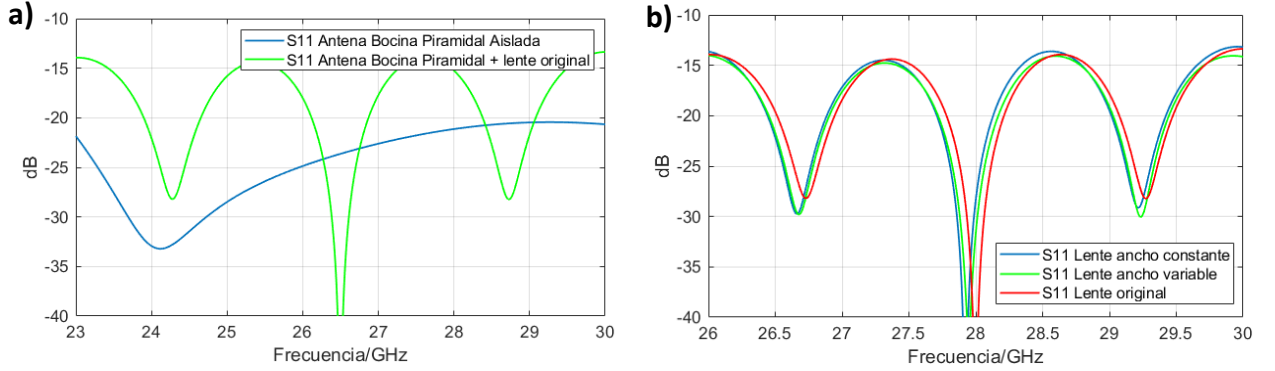


Figura 3.10: a) Parámetros S_{11} de la lente original con y sin lente. b) Parámetros S_{11} de la lente de ancho variable, constante y original con antena bocina piramidal.

3.4.2 Resultados: Amplitud y fase del campo radiado en la apertura.

La fase y la amplitud de la onda se medirá justo a la salida de la lente en dirección x (plano $\phi = 0$) y dirección y (plano $\phi = 90$) como indica la Figura 3.11.

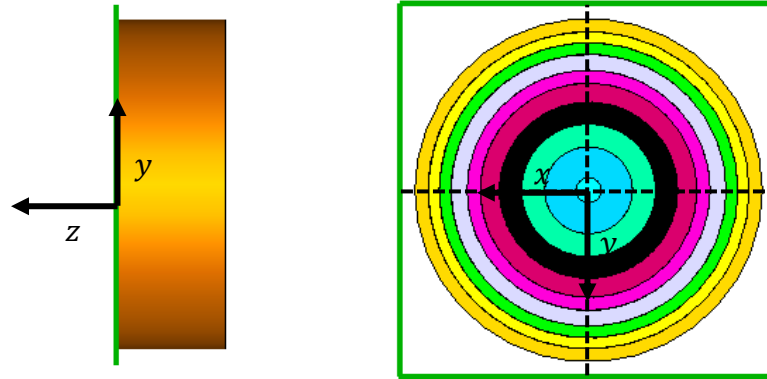


Figura 3.11: Farfield en el extremo de la lente para analizar la fase de la onda en dirección del eje x e y .

Analizando los resultados de amplitud de la onda obtenidos en ambos planos, no se puede apreciar una igualdad entre la Figura 3.12 a) y la Figura 3.12 b) debido a la no similitud de la bocina piramidal en todo el rango angular. En cuanto a la fase se aprecia cierto rizado en ambos planos, esperable, ya que una uniformidad completa de la fase es imposible de conseguir cuando se varía el material dieléctrico del que está

compuesta. Los máximos y los mínimos concuerdan con la posición en x y en y de los diferentes anillos de la lente. Este rizado se produce cuando la onda cambia de medio, deja de transmitirse por el aire y entra en contacto con la lente que está formada por diferentes dieléctricos, es decir, diferentes materiales. La fase presenta mayores similitudes entre planos (Figuras 3.12 a y b).

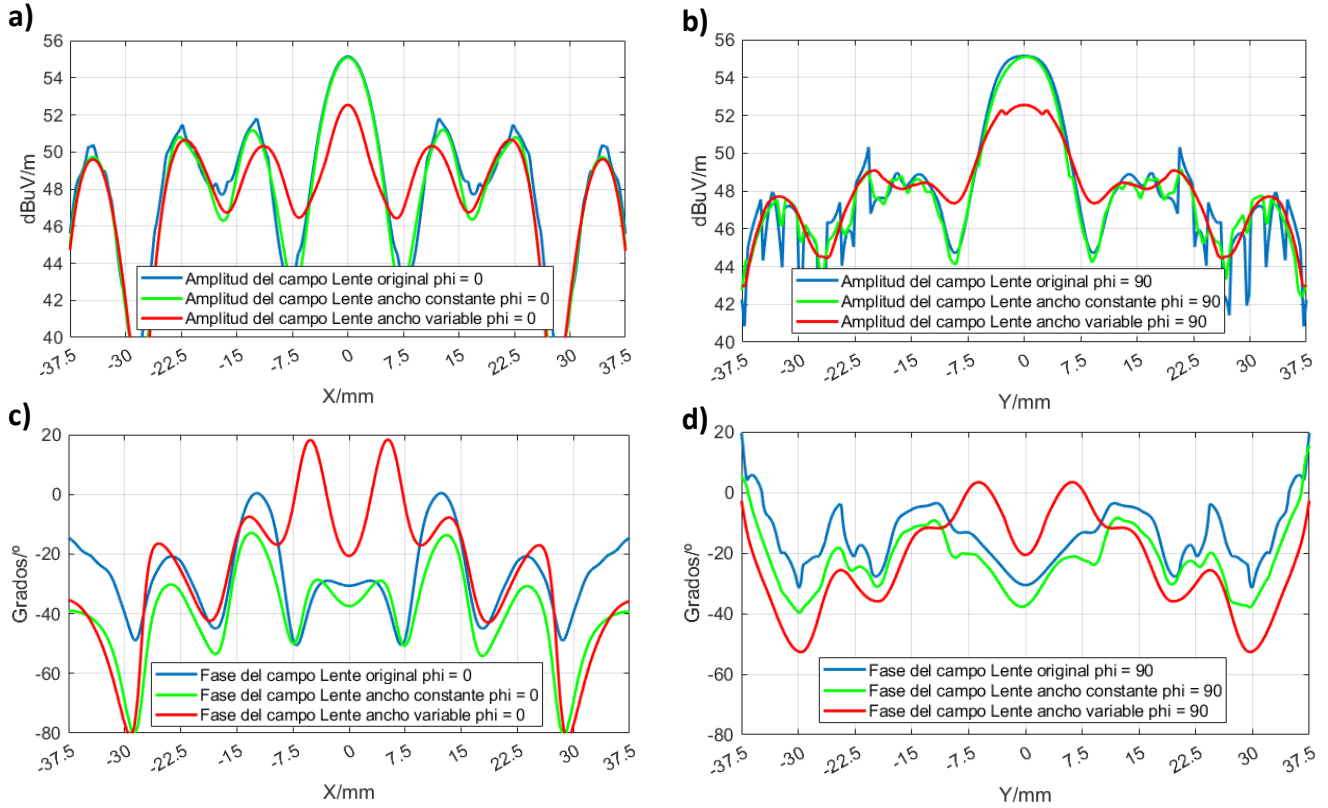


Figura 3.12: a) Amplitud del campo en la apertura plano $\phi = 0^\circ$. b) Amplitud del campo en la apertura plano $\phi = 90^\circ$. c) Fase del campo en la apertura plano $\phi = 0^\circ$. d) Fase del campo en la apertura plano $\phi = 90^\circ$.

3.4.3 Resultados: Campo radiado lejano del conjunto lente + antena alimentadora.

Estudiando los diagramas de radiación de la lente original en ambos planos (Figura 3.13 a) se puede ver que son prácticamente idénticos a excepción de lóbulos secundarios en ángulos muy alejados del lóbulo principal. Es en este momento donde cobra sentido lo ya señalado al comienzo de este capítulo sobre la similitud de resultados en ambos planos cuando el diagrama del alimentador es similar. La Figura 3.13 b) muestra el conjunto lente + antena alimentadora donde se consigue un diagrama exactamente igual en los modelados propuestos, alcanzando una directividad $D_0 = 26.1 \text{ dBi}$. Comparándolos con el diagrama de la lente original, en el que la directividad alcanza un valor máximo de $D_0 = 26.3 \text{ dBi}$, se obtiene un error de 0.2 dBi y el nivel de lóbulos secundarios es casi idéntico en las zonas próximas al lóbulo principal. Ambos diagramas sólo muestran la componente copolar debido a que la correspondiente componente contrapolar se sitúa por debajo a -30 dB .

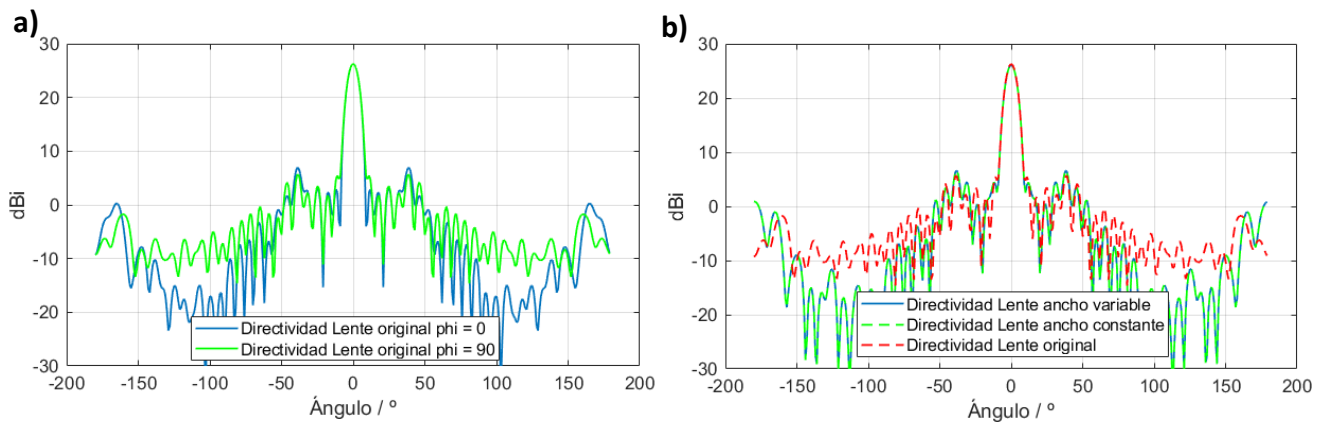


Figura 3.13: a) Componente copolar CP de los diagramas de radiación de la lente original para ambos planos principales ($\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$) (28 GHz). b) Componente copolar CP del diagrama de radiación de la lente de ancho variable, constante y original con antena bocina piramidal (plano $\phi = 0^\circ$) (28 GHz).

Comparando las eficiencias de ambos modelos con la lente original, se observa cómo los diseños obtienen una eficiencia exacta a la frecuencia de diseño y prácticamente igual a la de la lente original (Figura 3.14). Por esto y por los resultados obtenidos ya comentados anteriormente, se llega a la conclusión de que ambos diseños, han sido óptimos y replican el funcionamiento de la lente original, a pesar de haber asumido un pequeño error al comienzo del diseño. Si se tuviese que elegir uno de los modelados, se escogería el de la lente de ancho constante al reproducir mejor el diagrama de fase en la apertura de la lente.

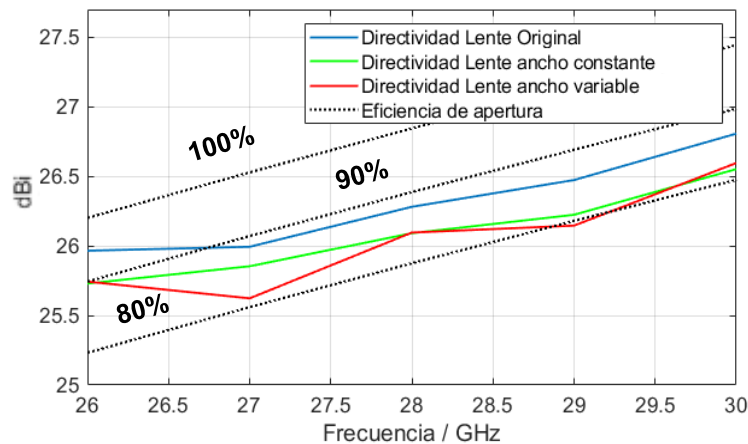


Figura 3.14 Directividad en el rango de frecuencias (26 – 30 GHz) con eficiencias.

Otro aspecto a destacar de los diseños con anillos concéntricos de diferentes dieléctricos es el tiempo empleado en la simulación. Somos capaces de replicar fielmente el diseño original de la lente, reduciendo el número de celdas en casi un 90%, pasando de simular 70.000.000 de celdas en la lente original, a aproximadamente 7.000.000 de celdas en los diseños realizados. Comparando el diseño original con un tiempo empleado por simulación de 4 horas (estimado) con los modelos desarrollados en el actual trabajo, que emplean únicamente 12 minutos en realizar la simulación completa, el ahorro de tiempo es significativo.

4 Diseño y modelado de lente para antena bow-tie de polarización única.

Una vez demostrado que el modelo de anillos de ancho constante es capaz de reproducir el comportamiento de lentes perforadas con taladros de anillos concéntricos, se desarrollará el diseño de una antena de alta ganancia con polarización circular mediante una lente dieléctrica para aplicaciones 5G a 28 GHz, a diferencia de los diseños del capítulo 3 que utilizaban un alimentador de polarización lineal. Para ello, se utilizará el nuevo elemento radiante desarrollado por el grupo RFCAS, antena bow-tie de polarización única como el de la Figura 2.6 a) (a partir de ahora llamada bow-tie single), que permite condensar el circuito polarizador de forma muy notable, generando una antena alimentadora de polarización circular que ahorra significativamente en volumen respecto a estructuras más clásicas y, por tanto, mucho más adecuadas para ser implementadas en sistemas de lentes como éste. La característica más notable que nos ofrece la antena bow-tie single es su polarización circular que presenta diversas ventajas frente a las polarizaciones lineales:

- En el caso de comunicaciones en el que el receptor está constantemente en movimiento, este tipo de polarizaciones es ideal ya que la orientación tanto del emisor como del receptor es independiente, siempre y cuando el máximo de radiación de ambas antenas esté enfrenteado.
- En comunicaciones vía satélite, las señales deben atravesar una importante carga eléctrica presente en la atmósfera, lo que produce cambios en la polarización de las señales. Usando una polarización circular disminuiríamos el efecto del *fading*, presente en la mayoría de las comunicaciones que utilizan polarización lineal.

Las especificaciones de esta nueva antena serán idénticas a las ya mencionadas sobre la antena de referencia en el apartado 3.1.2, salvo que ahora la polarización no es lineal sino circular a derechas con una relación axial menor a 3 dB. En el diseño de la lente, se seguirá el camino inverso empleado en el capítulo 3, partiendo de un diseño con anillos concéntricos de dieléctrico para posteriormente replicar las diferentes permitividades de los diferentes anillos con taladros. Será necesario adecuar el diagrama de radiación del alimentador al tamaño de la lente, así como la distancia focal entre ambos.

4.1 Parámetros previos al diseño de la lente.

4.1.1 Antena bow-tie single.

Como ya se ha mencionado el alimentador utilizado en este capítulo será la antena bow-tie single descrita en el apartado 2.6 de este TFG. Analizando su diagrama de radiación se observa una gran similitud entre ambos planos principales en todo el rango angular, a diferencia de los diagramas obtenidos en la antena de bocina piramidal (Figura 4.1 a). Esto supondrá una ventaja ya que los resultados obtenidos en ambos planos, tanto en el campo de la apertura como en el campo lejano radiado serán prácticamente iguales. Sin embargo, el rango de adaptación es significativamente menor con respecto a la bocina piramidal (25.2 – 31 GHz).

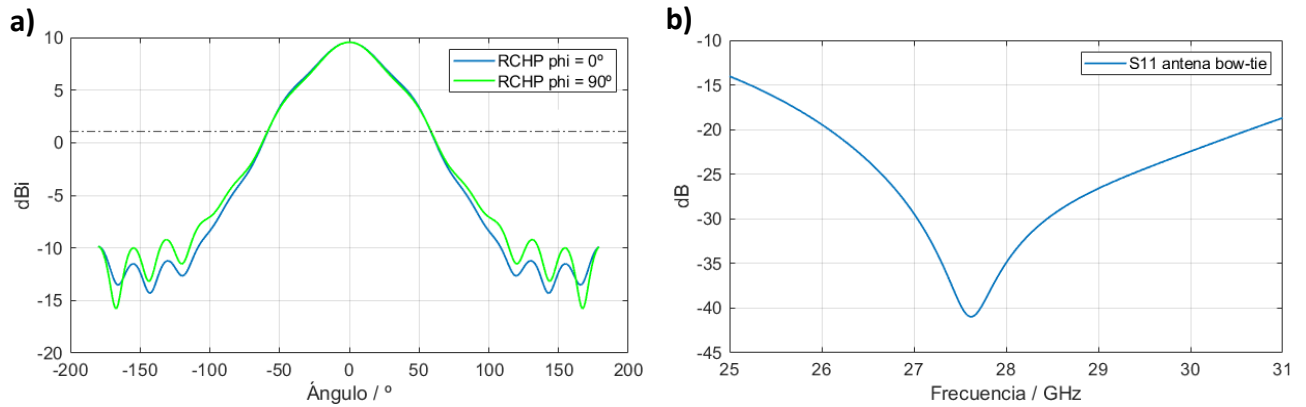


Figura 4.1: a) Diagrama de radiación (RHP) en los planos de máxima radiación (28 GHz). b) Coeficiente de adaptación S11 de antena bow-tie single.

4.1.2 Ajuste de la amplitud del campo en la apertura.

Se debe partir de la premisa que en antenas de lente es imposible conseguir una eficiencia de apertura del 100%, debido a que la antena alimentadora radia una onda esférica, y por ello parte de esa onda no llegará de forma uniforme ni en amplitud ni en fase a la superficie plana interior de la lente, perjudicando la eficiencia de *iluminación* (*taper*). Otro factor a tener en cuenta será, que parte de la señal radiada por la antena alimentadora no será captada por la lente y por lo tanto desaprovechada, degradando la eficiencia de *spillover*.

Como se observa en la Figura 4.2, las eficiencias de *spillover* e *iluminación* están inversamente relacionadas. Teniendo un alimentador con un ancho de haz estrecho la señal desperdiciada será mínima y el efecto del *spillover* será inapreciable, consiguiendo una ζ_{spill} máxima. Sin embargo, se dispara el efecto *taper*, alcanzando una eficiencia muy pobre, debido a que el lóbulo principal de la antena alimentadora no ilumina de manera uniforme la lente. Por el contrario, con un ancho de haz amplio la lente es iluminada de manera muy uniforme, minimizándose el efecto *taper* (maximizando la ζ_{illum}) y acrecentándose el efecto del *spillover*, (la ζ_{spill} se degrada notablemente)

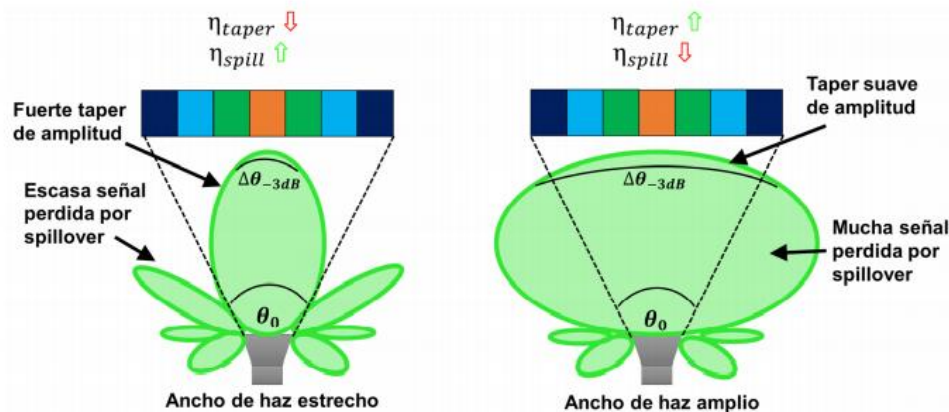


Figura 4.2: Esquema de los efectos *taper* y *spillover*, extraído de [1].

Para optimizar nuestro diseño se debe encontrar un compromiso entre ambas eficiencias y para ello se barajan dos parámetros fuertemente relacionados con las mismas, la distancia focal y el diámetro de la lente. En este TFG se optará por mantener el diámetro de la lente en 75 mm y trabajar con la distancia focal. Analizando la Figura 4.3 se ve como variando la distancia focal podemos encontrar un equilibrio entre ambos efectos (*spillover* e *iluminación*) como muestra la Figura 4.4 a).

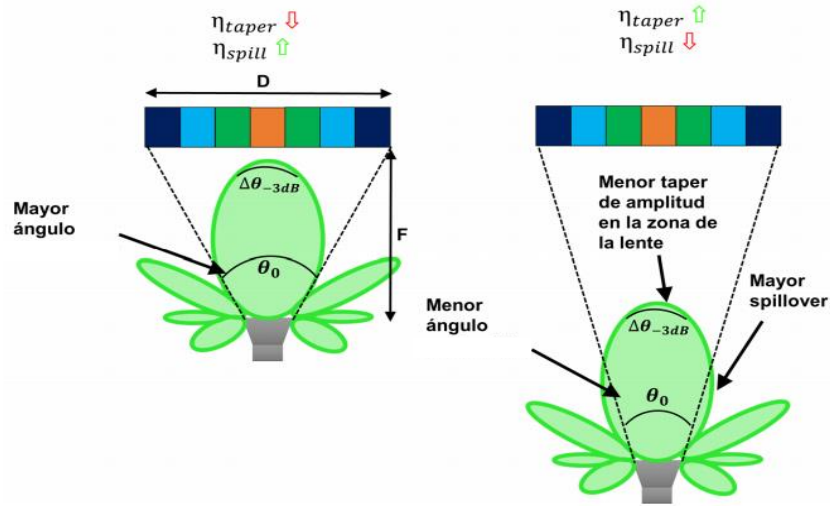


Figura 4.3: Esquema de la relación de la distancia Focal con los efectos *taper* y *spillover*, extraído de [1].

Se pretende conseguir una eficiencia superior al 80% (común en este tipo de antenas de lente) reduciendo lo máximo posible el volumen ocupado por el sistema lente+antena alimentadora. Para ello se sigue el estudio realizado en [1], donde relaciona la eficiencia de apertura para diferentes modelos de diagrama de radiación de un alimentador con el valor óptimo de pedestal. Para encontrar este diseño óptimo, aquel que consigue una eficiencia máxima de apertura (Figura 4.4b) del estudio señalado, debemos saber cuál es el n de nuestro alimentador ya que el diseño óptimo varía según esta variable. Para ello debemos modelar el diagrama de radiación (G_{alim}) de nuestra antena alimentadora bow-tie single siguiendo la ecuación (4.1)

$$G_{alim}(\theta) = 2(n + 1)\cos^n(\theta) \quad (4.1)$$

Se debe encontrar un valor de n donde la forma de radiación teórica de (4.1) se aproxime a la obtenida mediante la simulación con CST. En el alimentador utilizado en este TFG esta n obtiene el valor de 3.5, aplicando para ello la similitud en términos de ancho de haz a -3 dB y a -10 dB y haciendo una media entre ambos resultados (Figura 4.4 b). Para obtener un diseño óptimo para $n = 3.5$ se debe seleccionar un F/D ligeramente superior a 0.3, pero con el objetivo de conseguir un sistema de tamaño reducido y redondear este valor se fijará una $F/D = 0.3$ (Figura 4.4 b). Esta n es mucho más pequeña que la elegida en el diseño de la lente original ya que el diagrama de radiación del alimentador bow-tie single es sensiblemente más ancho al de la bocina piramidal. Esta F/D arroja un pedestal óptimo cercano a los -12 dB en la apertura de la lente y con una eficiencia cercana al 90%. A pesar de haber obtenido un pedestal $C = -12\text{ dB}$ en el campo en la apertura, dentro de la lente se producirán reflexiones de la onda que el pedestal sea incluso mayor en la cara entrante a la lente (Figura 4.5). Este valor se ha estimado en -2 dB gracias a los estudios realizados en [1], obteniendo un pedestal $C = -14\text{ dB}$ a la entrada de la lente. A la hora de diseñar la distancia focal a la que se colocará la lente respecto a la antena, se debe rebajar este valor debido al *taper* que se producirá en los

extremos de la lente, ya que el campo cae según $\frac{1}{\rho}$. El valor numérico del *taper* viene definido por la ecuación (4.2).

$$taper = 20 * \log_{10}\left(\frac{F}{\rho}\right) \quad (4.2)$$

Por lo tanto, se fijará un valor de pedestal de referencia para el diagrama de radiación de la antena bow-tie single de -8.5 dB y posteriormente se comprobará si resulta lograr los -12 dB en el campo de la apertura de la lente.

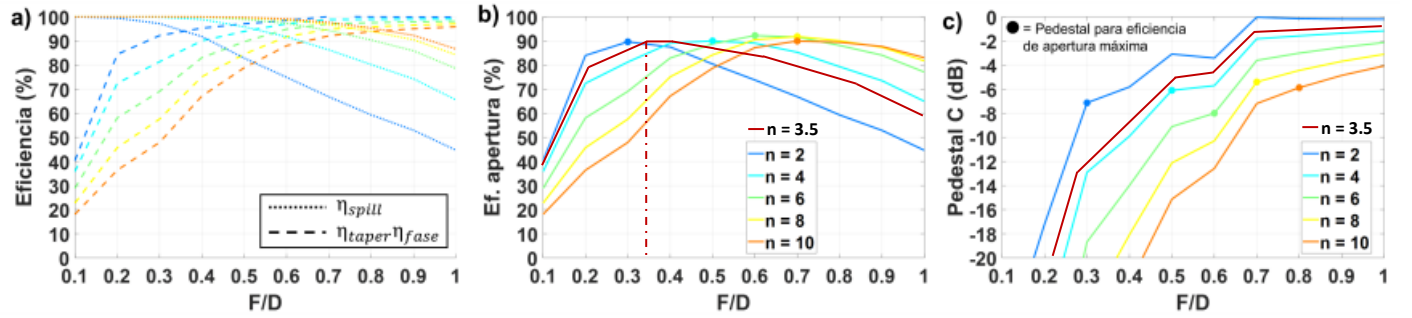


Figura 4.4: a) Eficiencia de *iluminación* (ζ_{ilum}) y eficiencia de *spillover* (ζ_{spill}) para distintos diagramas de alimentador (n) y distintas relaciones F/D. b) Eficiencia total de apertura. c) Pedestal C del campo eléctrico en la apertura de la lente para distintos n y F/D, extraído de [1].

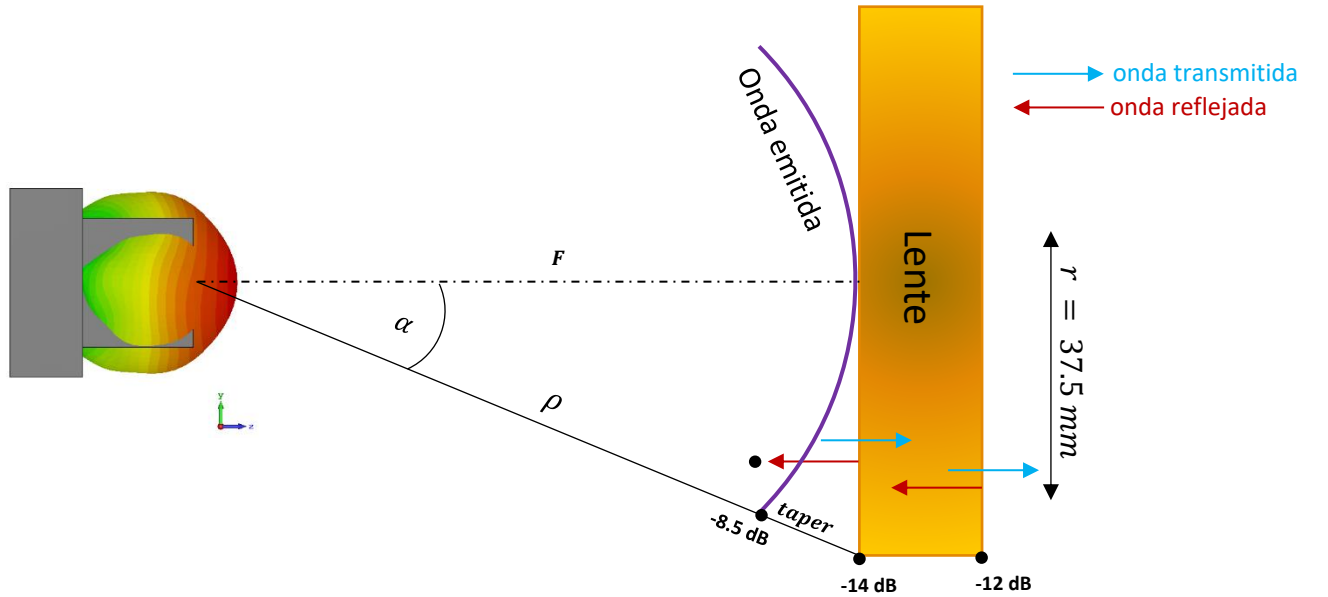


Figura 4.5: Esquema de reflexiones de la onda en la cara entrante y dentro de la lente y efecto *taper*.

Para calcular la distancia focal óptima a la que se debe colocar la lente es necesario obtener el ángulo donde la directividad de la antena bow-tie single cae 8.5 dB (Figura 4.1 a). Fijándonos en los planos de máxima radiación ($\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$), se halla el ángulo donde se produce esta caída. Para el plano $\phi = 0^\circ$ obtenemos un ángulo de 57.5° , mientras que para el plano $\phi = 90^\circ$ el ángulo es de 58.1° , hallando una media entre ambos planos, obtenemos un ángulo de $\alpha = 57.8^\circ$ (Figura 4.5).

La distancia focal y el punto de fase de una antena deben coincidir para obtener un rendimiento óptimo. Con CST se obtiene el centro de fase situado en $X = 0$, $Y = 0$, $Z = -0.53$ (Figura 4.6). Es decir, estará a una distancia de 0.53 mm dentro de la antena bow-tie single respecto a la apertura radiante de ésta. Obtenido el ángulo del pedestal, y el centro de fase de la antena, se hallará F (ecuación 4.3)

$$F = \frac{37.5 \text{ mm}}{\tan \theta} = \frac{37.5 \text{ mm}}{\tan(57.8^\circ)} = 23.61 \text{ mm} \quad (4.3)$$

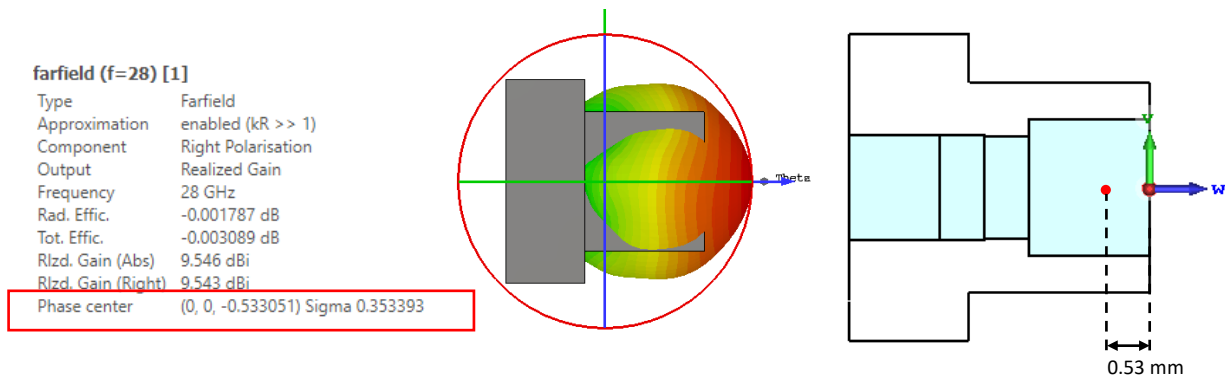


Figura 4.6: Centro de fase de antena bow-tie single simulado en CST Studio Suite.

Determinada F hasta la apertura de la antena, y sabiendo que el punto focal debe coincidir con el centro de fase de la antena, a este valor de distancia focal hay que restarle la distancia a la que se encuentra el centro de fase respecto a la apertura radiante de la antena (0.53 mm), resultando $F = 23.1 \text{ mm}$. Se debe comprobar que el valor de pedestal elegido para la antena bow-tie single obtiene los -12 dB en el campo de la apertura de la lente, utilizando la ecuación (4.4).

$$taper = 20 \log_{10}\left(\frac{F}{\rho}\right) = 20 \log_{10}\left(\frac{23.1 \text{ mm}}{44.04 \text{ mm}}\right) = -5.60 \text{ dB} \quad (4.4)$$

Sumando el *taper* al pedestal de -8.5 dB resultará un pedestal de -14.1 dB a la entrada de la lente, cumpliendo la estimación de $C = -14 \text{ dB}$. Restando los -2 dB producidos por las reflexiones de la lente, el pedestal obtenido en el campo de la apertura de la lente es de -12.1 dB . Por tanto, el valor de C escogido para el diagrama de radiación de la lente es correcto.

Fijados tanto el radio de la lente como la distancia a la que vamos a colocarla respecto a nuestra antena, se estimarán los valores de los diferentes dieléctricos que conformarán la lente, y que permitirán ajustar el otro parámetro importante en la superficie externa de la lente, la fase del campo en dicha apertura, que deberá ser uniforme en todos sus puntos.

4.1.3 Ajuste de la fase del campo en la apertura mediante anillos dieléctricos.

Se tomará el patrón de dividir la lente en 9 anillos de diferentes permitividades dieléctricas más un anillo central de constante dieléctrica igual al del material utilizado. Teniendo una lente de radio $r = 37.5 \text{ mm}$ y 10 anillos que la fraccionan, la anchura de cada anillo será de $w = 3.75 \text{ mm}$, siendo igual para todos. En los diseños que se realizarán a continuación no se tendrán en cuenta las pérdidas producidas por los diferentes dieléctricos utilizados, por lo tanto, la eficiencia de radiación ζ_{rad} será máxima ($D_0 = G_0$).

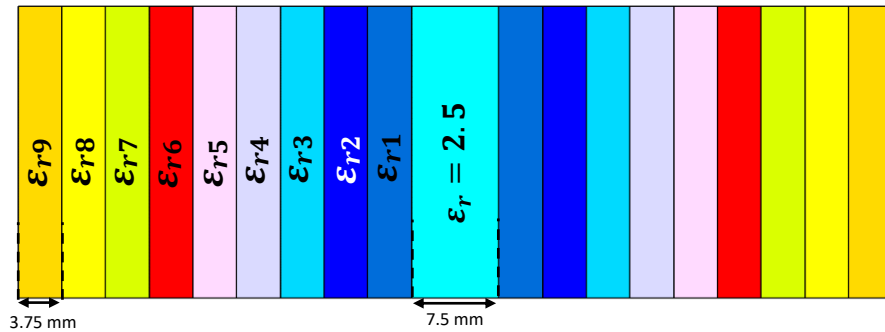


Figura 4.7: Distribución de anillos y anchura de los mismos para lente con antena bow-tie single.

La lente mantendrá un espesor de $h = 25 \text{ mm}$, se hallará el valor de la constante dieléctrica para cada uno de estos anillos (ϵ_r), utilizando el método de transformación de campos, que consiste en diseñar la lente de tal forma que, al incidir una onda electromagnética en una de sus caras, esta se convierta en la onda deseada al otro lado de la lente. Para ello, se hace una aproximación tal que los “rayos” incidentes en cada anillo dieléctrico de la lente son colimados por dicho anillo, lo que supone cambiar su trayectoria a lo largo del eje z (Figura 4.8). Se pretende transformar un frente de fase esférico como el que tiene la onda emitida por el alimentador, a un frente de fase plano tras la lente, ya que, el campo en la apertura equivalente frontal debe tener el *taper* de amplitud explicado en el punto anterior y la fase uniforme, para que el campo radiado por el conjunto lente+antena alimentadora tenga el diagrama de radiación deseado.

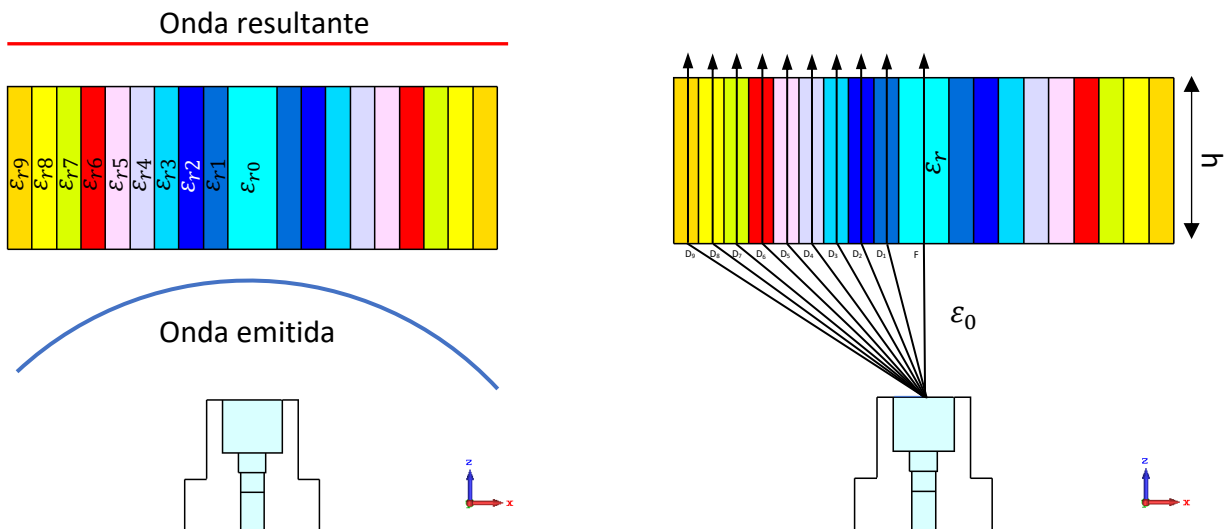


Figura 4.8: Esquema del método de propagación de caminos para lente estudiada.

Si se quiere igualar la fase a la salida de la lente, se debe dar respuesta al problema que se propone en la Figura 4.8. La fase ϕ_n de una onda que viaja por diferentes medios, aire (ϵ_0) y dieléctricos de la lente (ϵ_{rn}), responde a la expresión (4.5), que tiene en cuenta la distancia recorrida por la onda en cada uno de esos medios, y la velocidad a la que se propaga por ellos según la permitividad dieléctrica de los mismos (establecida a partir de las constantes de propagación):

$$\phi_n = K_0 d_n + \beta_n h \quad (4.5)$$

Donde $K_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$ es la constante de propagación de la onda en el vacío, d_n la distancia desde el centro de fase de la antena a cada uno de los centros de la cara frontal o más próxima al alimentador de cada anillo de la lente, $\beta_n = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_{rn}}}{\lambda_0}$, la constante de propagación de la onda dentro de un material dieléctrico de permitividad ϵ_{rn} y h el espesor de cada uno de los anillos. Por consiguiente, si se quiere tener al final de la lente la misma fase en todos los puntos debemos igualar:

$$K_0 F + \beta_0 h = K_0 d_1 + \beta_1 h = K_0 d_2 + \beta_2 h = K_0 d_3 + \beta_3 h = K_0 d_4 + \beta_4 h = \dots \quad (4.6)$$

A partir de esta expresión y fijando un valor de ϕ , por ejemplo ϕ_0 , en el caso del anillo central del que ya conocemos el valor de la constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.5$, podemos hallar los diferentes valores de constante dieléctrica para cada anillo. Despejando ϵ_{rn} :

$$\epsilon_{rn} = \left(\frac{\phi_0 \lambda_0 - 2\pi d_n}{2\pi h} \right)^2 \quad (4.7)$$

Para una lente de radio $r = 37.5 \text{ mm}$, colocada a una distancia focal $F = 23.1 \text{ mm}$ y de espesor $h = 25 \text{ mm}$, los resultados teóricos de constante dieléctrica de cada anillo vienen representados en la tabla 4.1, las diferencias de fase entre los diferentes anillos son de $\pm 1^\circ$.

Anillo (n)	$r_{ext} \text{ (mm)}$	$r_{int} \text{ (mm)}$	$d_n \text{ (mm)}$	ϵ_{rn}
0	3.75	0	23.07724	2.5
1	7.5	3.75	24.271	2.415
2	11.25	7.5	25.403	2.274
3	15	11.25	27.013	2.09
4	18.75	15	29.021	1.875
5	22.5	18.75	31.35	1.62
6	26.25	22.5	33.935	1.37
7	30	26.25	36.721	1.12
8	33.75	30	39.667	0.88
9	37.5	33.75	42.738	0.665

Tabla 4.1: Tabla con los valores teóricos de constante dieléctrica para cada uno de los anillos, además se muestra el radio exterior (r_{ext}) y radio interior (r_{int}) de cada anillo y la distancia desde el centro de la antena bow-tie hasta el centro de cada uno de los anillos.

La permitividad dieléctrica más baja que existe es la del aire, $\epsilon_r = 1$. De tal forma, valores obtenidos por debajo de ésta son físicamente imposibles de conseguir. Como refleja la tabla 4.1, los anillos 8 y 9 poseen una permitividad dieléctrica $\epsilon_{r8} = 0.88$ y $\epsilon_{r9} = 0.665$ respectivamente, la matemática nos obliga a usar materiales inviables para conseguir una fase uniforme.

En este TFG se proponen dos soluciones a este problema. La primera propuesta consiste en conseguir un desfase de 360° en estos anillos en los que es inviable obtener una constante dieléctrica $\epsilon_r > 1$ (**Lente desfasada**). Mientras la segunda pretende aumentar el espesor de la lente en los anillos centrales e ir decreciendo este espesor en los anillos más externos de la lente (**Lente recortada**).

4.2 Diseño de Lente desfasada.

En este primer diseño se pretende conseguir un desfase de 360° en aquellos anillos en los que la constante dieléctrica es menor a la permitividad del aire o muy cercana a ella ($\epsilon_r < 1$, $\epsilon_r \approx 1$). Siguiendo este modelo, se podrá mantener el espesor de la lente en $h = 25 \text{ mm}$ y así evitar pérdidas por un exceso de material como se produce en la lente recortada. Los tres últimos anillos exteriores sufrirán este desfase de 360° con respecto a la fase de referencia (anillo central) (Figura 4.9).

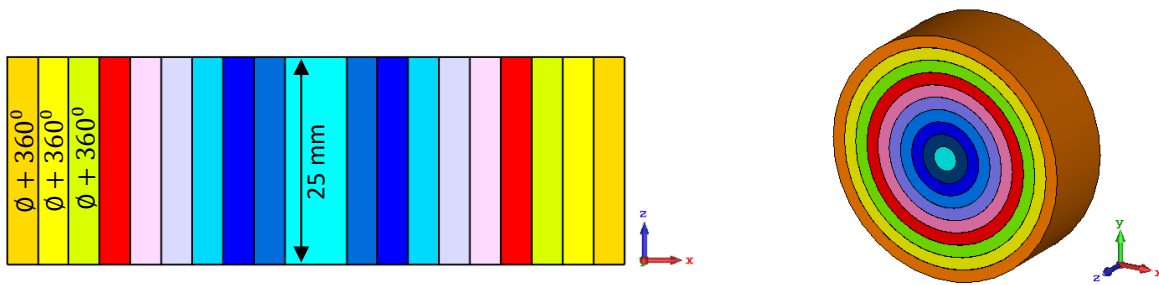


Figura 4.9: Diseño de lente desfasada.

En un primer momento, colocando la lente a una distancia focal $F = 23.1 \text{ mm}$ y siguiendo la ecuación (4.7), se reformularán los cálculos de las diferentes constantes dieléctricas para cada uno de los anillos. Para una lente de radio $r = 37.5 \text{ mm}$, distancia focal $F = 23.1$ y un espesor constante de $h = 25 \text{ mm}$, las constantes dieléctricas de cada anillo vienen representadas en la tabla 4.2.

Anillo (n)	Desfase ($^\circ$)	r_{ext} (mm)	r_{int} (mm)	d_n (mm)	ϵ_{rn} teórica	ϵ_{rn} simulada
0	0	3.75	0	23.07724	2.5	2.5
1	0	7.5	3.75	24.271	2.4155	2
2	0	11.25	7.5	25.403	2.274	1.9
3	0	15	11.25	27.013	2.1	1.8
4	0	18.75	15	29.021	1.875	1.7
5	0	22.5	18.75	31.35	1.64	1.48
6	0	26.25	22.5	33.935	1.39	1.4
7	+ 360	30	26.25	36.721	2.2	2.4
8	+ 360	33.75	30	39.667	1.87	2.2
9	+360	37.5	33.75	42.738	1.55	1.7

Tabla 4.2: Tabla con los valores teóricos de constante dieléctrica para cada uno de los anillos de la lente desfasada, radio exterior (r_{ext}) y radio interior (r_{int}) de cada anillo y distancia desde el centro de la antena bow-tie hasta el centro de cada uno de los anillos

Como era de esperar, para conseguir un desfase de $+360^\circ$ (Tabla 4.2) se necesita cambiar la tendencia decreciente en la constante dieléctrica, y esto llevará a que el nivel de reflexión en los 3 anillos más externos se incremente frente a la opción no desfasada. Este efecto del aumento de la reflexión y de su nivel

de transmisión, puede afectar al comportamiento del conjunto cuando se pretenda uniformizar la fase. Definidos los valores teóricos de constante dieléctrica, se simulará el conjunto lente desfasada+antena bow-tie single en CST. Los parámetros obtenidos de manera teórica son inexactos y se deben realizar diversas simulaciones cambiando el valor de la constante dieléctrica de los anillos para conseguir una fase lo más uniforme posible. En la Figura 4.10 a) se ve la posición exacta donde se produce el desfase deseado (26.25 mm), coincidiendo con el comienzo del séptimo anillo. La Figura 4.10 b) presenta una directividad muy baja (20 dBi) con lóbulos secundarios muy elevados que rellenan el lóbulo principal. Por esta razón se necesitan rectificar los valores de constante dieléctrica para conseguir mejores resultados.

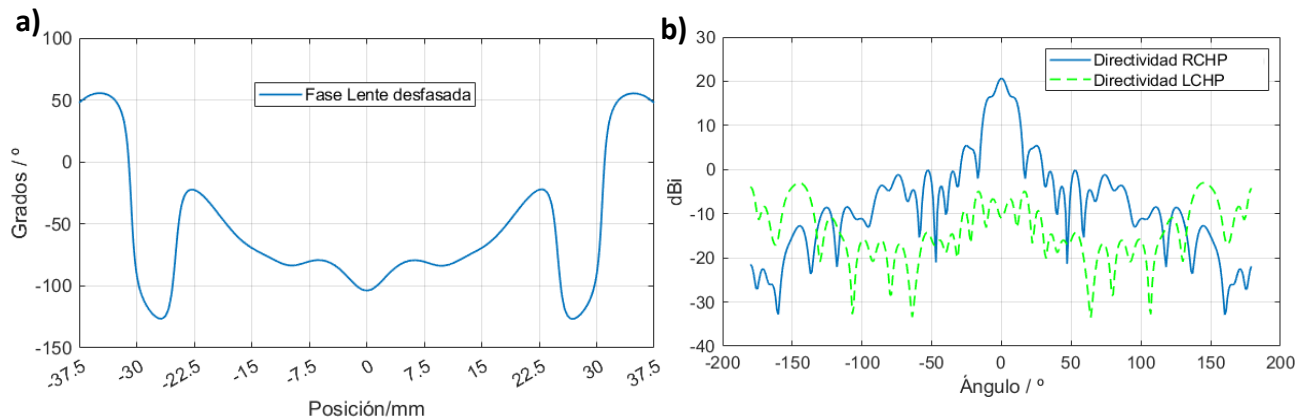


Figura 4.10: a) Fase de la onda a la salida de la lente desfasada. b) Diagrama de radiación del conjunto lente desfasada+antena bow-tie single componente RCHP y componente LCHP plano $\phi = 0$ (28 GHz).

Tras repetidas simulaciones ϵ_{rn} simulada (tabla 4.2), se observa en la Figura 4.11 b) que no se obtiene una uniformidad completa de la fase del campo, pero sí se ha conseguido mejorar la fase de la Figura 4.10 a). Gracias a ello, se consigue un incremento de 4 dB frente al diagrama de radiación de la Figura 4.10 b), alcanzando una directividad de 24.3 dB (Figura 4.13 b). Se observa como ambas simulaciones son casi idénticas en ambos planos, a diferencia de la bocina piramidal de la lente original, esto es debido a la gran similitud que presentan ambos planos ($\phi = 0$ y $\phi = 90$) en el diagrama de radiación de la bow-tie single (Figura 4.1 a). La Figura 4.11 a) muestra como el pedestal en el campo en la apertura cae 12 dB en el último anillo de la lente (35.625 mm), reafirmando el valor escogido de C para el diagrama de radiación del alimentador (-8.5 dB). Tanto la fase como la amplitud presentan cierto rizado que se puede achacar a las no idealidades del diseño, como son la propagación por diferentes medios (diferentes anillos dieléctricos) y la colisión de una onda esférica con una superficie plana (lente).

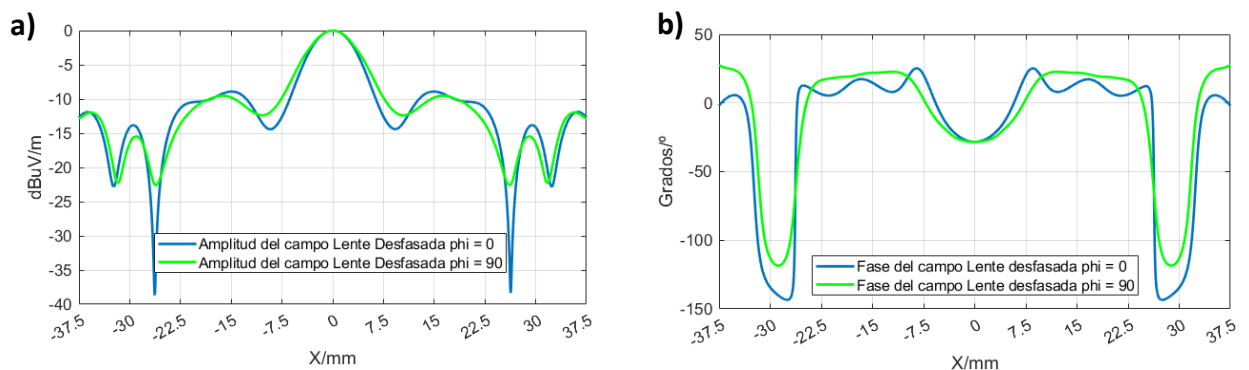


Figura 4.11: a) Amplitud normalizada del campo en la apertura y b) Fase de campo en la apertura para ambos planos principales.

Como el conjunto lente desfasada+antena bow-tie single posee una adaptación inferior a -15 dB en todo el rango de frecuencias simulado, se ha comprobado que las pérdidas producidas por este valor de adaptación son mínimas, perdiendo 0.1 dB entre directividad (*directivity*) y *Realized Gain* (G_{real}), por lo tanto, la eficiencia total del sistema será igual a la eficiencia de apertura ζ_{aper} (Figura 4.12 a). Esta antena bow-tie single no degrada tanto la adaptación del conjunto como hacía la bocina piramidal en el diseño original, debido a que aunque el alimentador esté más cerca de la lente la ganancia es menor y por tanto la onda reflejada es menor. La relación axial permite dar una pureza de la polarización circular obtenida, así en la dirección de *broadside* se podría fijar un ancho de banda desde 27 – 31 GHz (Figura 4.12 b), en cuanto al AR a la frecuencia de 28 GHz (Figura 4.12 c y d) presenta una buena polarización circular en toda la apertura de la lente.

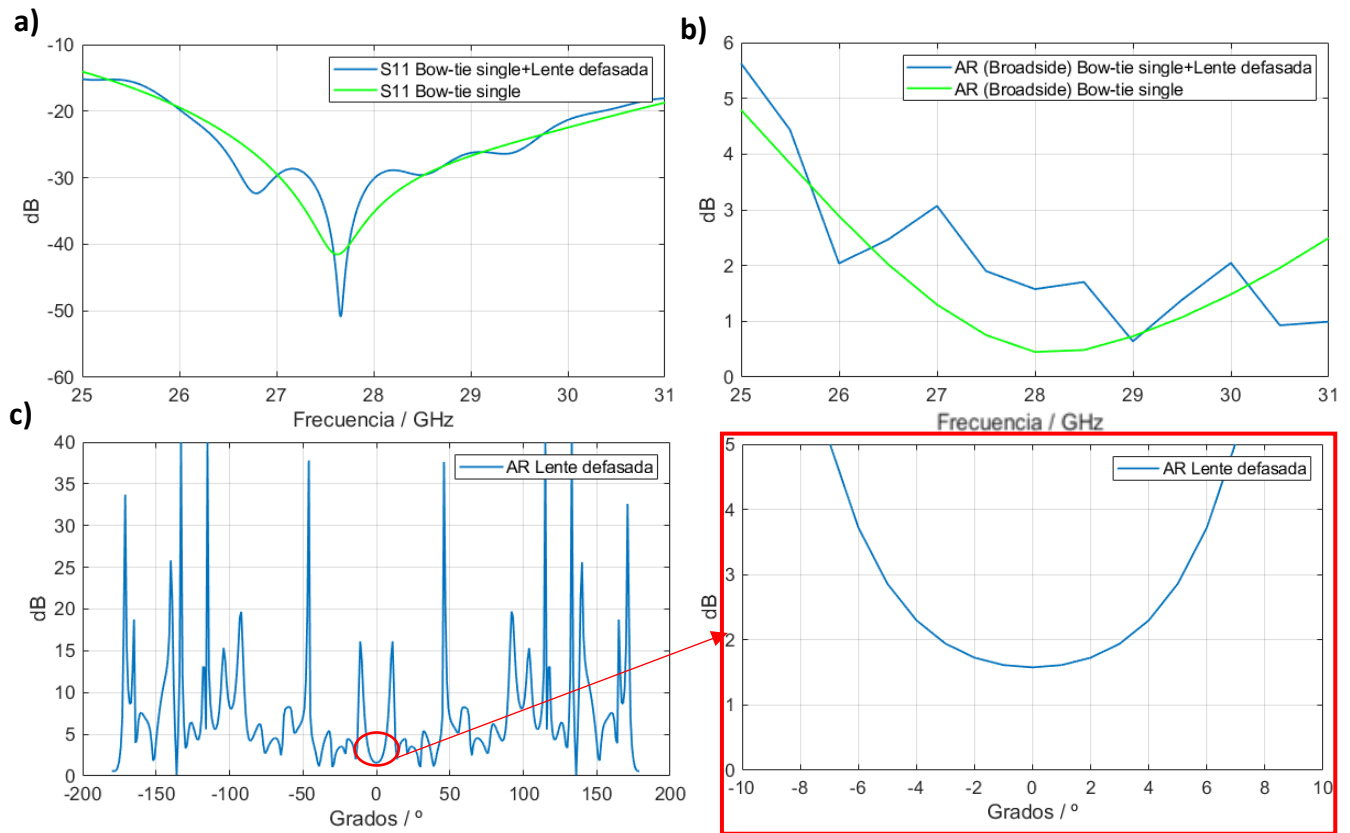


Figura 4.12: a) Adaptación de la antena bow-tie singles con y sin lente desfasada. b) Relación axial en la dirección de broadside. c) Relación axial a 28 GHz d) Relación axial a 28 GHz ampliado.

En términos de directividad y eficiencia (Figura 4.13 a) el sistema no supera el 60% de eficiencia en ninguna de las frecuencias simuladas, esta caída en eficiencia se explica principalmente por la no uniformidad de la fase a la salida de la lente. El diagrama de radiación en campo lejano (Figura 4.13 b) es igual en ambos planos principales, por lo que junto con las Figuras 4.11 a) y b) podemos afirmar que los resultados obtenidos del campo en la apertura y en campo radiado lejano son prácticamente iguales y por ello a partir de ahora sólo se mostrará el plano $\phi = 0^\circ$

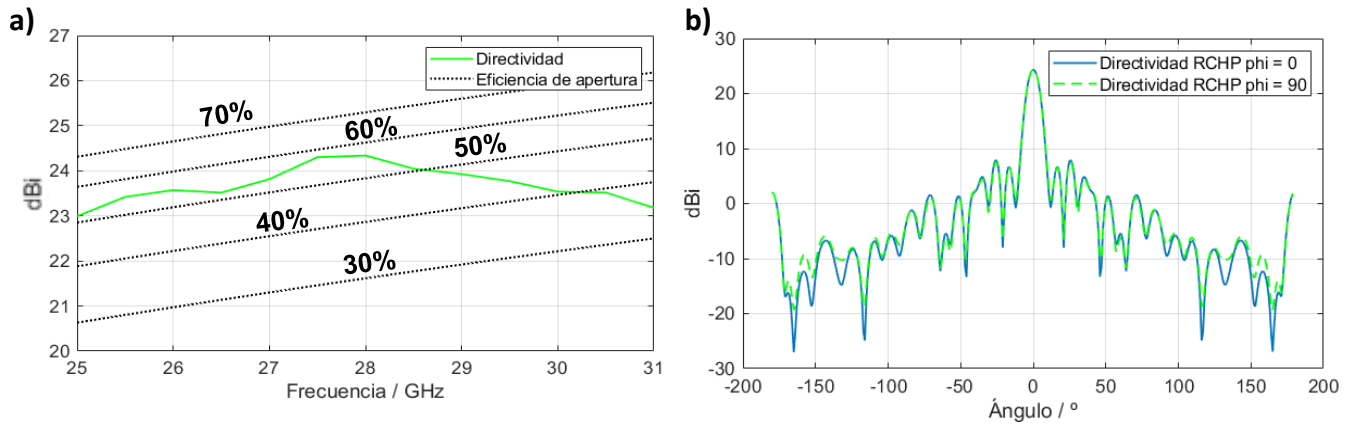


Figura 4.13: a) Directividad en el rango de frecuencias (25 – 31 GHz) con eficiencias. b) Diagrama de radiación RHP para ambos planos principales (28 GHz).

4.3 Diseño de Lente recortada.

Aumentar el espesor de la lente presenta una gran ventaja, la permitividad dieléctrica decrece atenuadamente, permitiendo llegar a los anillos más externos con una permitividad superior a la del aire. Pero también ofrece una desventaja a tener en cuenta si se pretende construir con un material existente, al tener más espesor las pérdidas por el material se acentuarán. Por ello, analizando ventajas y desventajas, se diseñará una lente con espesor $h = 40 \text{ mm}$ en los anillos centrales y se irá recortando hasta llegar a un espesor de $h = 25 \text{ mm}$ en el anillo más externo como se muestra en la Figura 4.14.

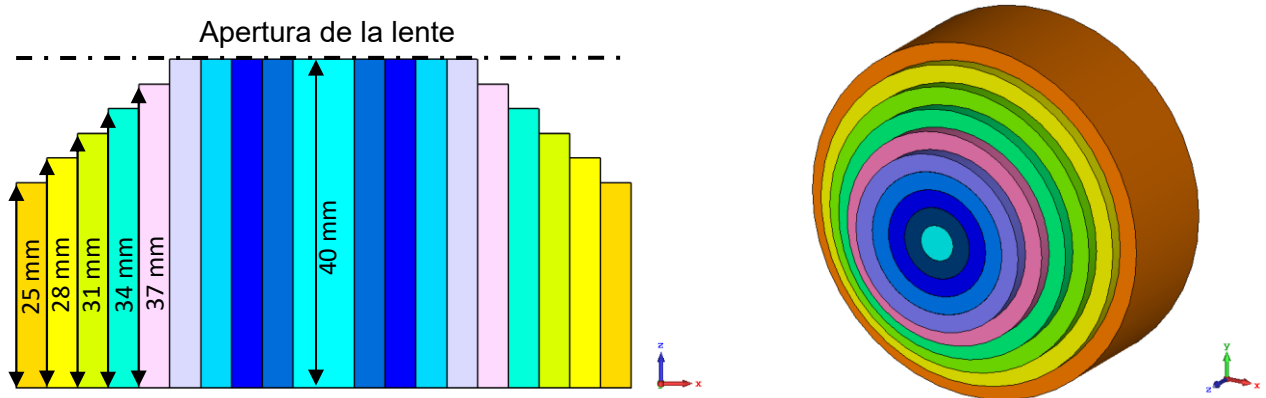


Figura 4.14: Espesor de cada anillo de la lente recortada.

Definidos los espesores (Figura 4.14) para cada uno de los anillos de dieléctrico, se deben rehacer los cálculos de las constantes dieléctricas, manteniendo la distancia focal en $F = 23.1 \text{ mm}$. De modo que la fórmula que nos arroja la fase de una onda electromagnética que viaja por diferentes medios, (en el caso de los cinco últimos anillos, viajará por aire, dieléctrico y aire de nuevo, a diferencia de los cinco centrales en los que la onda viaja únicamente aire y por dieléctrico) deberá constar de una nueva componente en aquellos anillos en el que el espesor $h < 40 \text{ mm}$.

$$\phi_n = K_0 d_n + \beta_n h_n + K_0 (40 - h_n) \quad (4.8)$$

Este nuevo término añadido en la ecuación (4.8) representa el viaje de la onda electromagnética por el aire, después de haber atravesado el anillo dieléctrico con una $h < 40 \text{ mm}$ (5 anillos más externos) (Figura 4.14). Sin este término, se obtendría la fase en diferentes puntos del espacio, y lo que se pretende es buscar la uniformidad de la fase de la onda en un mismo punto, concretamente en la apertura de la lente. Para una lente de radio $r = 37.5 \text{ mm}$, distancia focal $F = 23.1$ y un espesor variable, las constantes dieléctricas de cada anillo vienen representadas en la tabla 4.3.

Anillo (n)	$h \text{ (mm)}$	$r_{ext} \text{ (mm)}$	$r_{int} \text{ (mm)}$	$d_n \text{ (mm)}$	$\epsilon_{rn} \text{ teórico}$	$\epsilon_{rn} \text{ simulado}$
0	40	3.75	0	23.07724	2.5	2.5
1	40	7.5	3.75	24.271	2.45	2.235
2	40	11.25	7.5	25.403	2.36	2.205
3	40	15	11.25	27.013	2.24	2.175
4	40	18.75	15	29.021	2.09	2.155
5	37	22.5	18.75	31.35	2.01	2.08
6	34	26.25	22.5	33.935	1.9	2.05
7	31	30	26.25	36.721	1.76	1.86
8	28	33.75	30	39.667	1.58	1.7
9	25	37.5	33.75	42.738	1.36	1.56

Tabla 4.3: Tabla con los valores teóricos de constante dieléctrica y fase para cada uno de los anillos de la lente recortada, radio exterior (r_{ext}) y radio interior (r_{int}) de cada anillo y la distancia desde el centro de la antena bow-tie hasta el centro de cada uno de los anillos.

Comparando la tabla 4.3 con la 4.2, se observa como el valor de constante dieléctrica tiene menos caída entre anillos, lo que permite obtener un valor de $\epsilon_r > 1$ en todos los anillos. Trasladando los valores teóricos de las constantes dieléctricas de cada anillo a una simulación más realista con CST, se observa como la fase de la onda a la salida de la lente no es uniforme (Figura 4.15 a), sino que decae a medida que se acerca a los extremos de la lente. Esto se debe a que, en los cálculos teóricos, no se tienen en cuenta diversos factores que un programa de simulación electromagnética sí tiene.

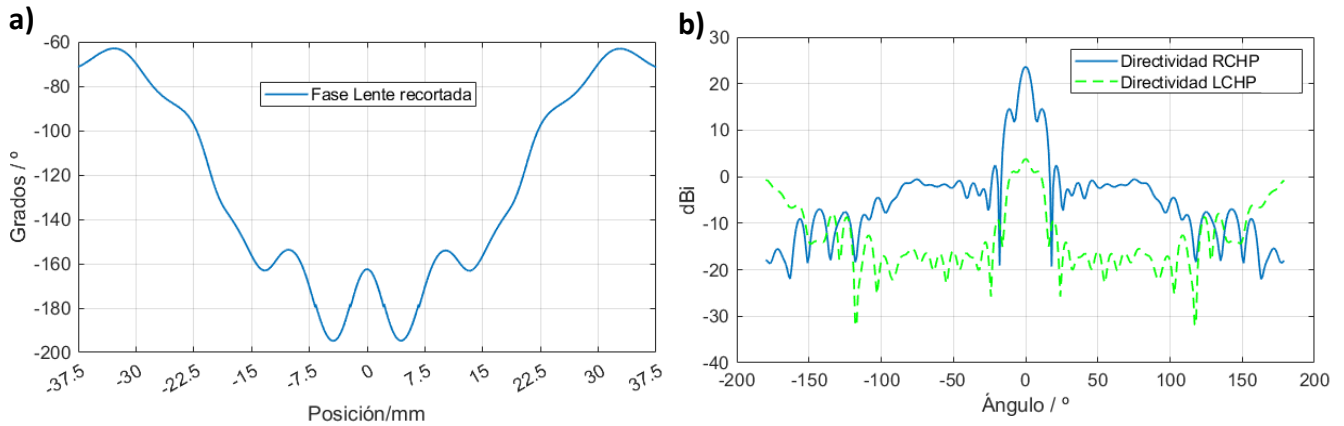


Figura 4.15: a) Fase de la onda a la salida de la lente recortada plano $\phi = 0^\circ$ b) diagrama de radiación del conjunto lente recortada+antena bow-tie single componente RHP y componente LHP (28 GHz).

Se simulará variando los valores de ϵ_r para ajustar la fase de la onda a la salida de la lente (tabla 4.3) $\epsilon_{rn} \text{ Simulada}$. La fase del campo en la apertura es prácticamente uniforme, con una variación de $\pm 12^\circ$ (Figura 4.16 b), lo que consigue aumentar la directividad del conjunto lente recortada+antena alimentadora bow-tie single en más de 3 dB, alcanzando una directividad de 26.5 dB en el ángulo de máximo apuntamiento (Figura 4.18 b).

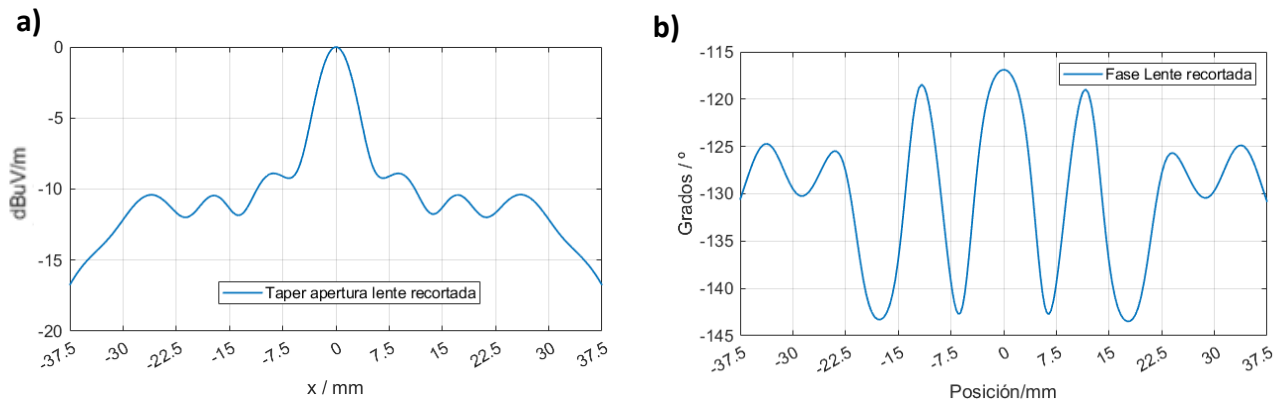


Figura 4.16: a) Amplitud normalizada del campo en la apertura y b) Fase del campo en la apertura para sistema lente recortada+antena bow-tie single para plano $\phi = 0$.

El conjunto antena bow-tie single+lente recortada presenta una adaptación inferior a -15 dB en todo el rango de frecuencia simulado y además se observa como la presencia de la lente no ha empeorado el parámetro S_{11} de la antena bow-tie single. En la Figura 4.17 b) c) y d), se puede ver que la relación axial es incluso mejor que en el diseño de lente desfasada, teniendo un AR < 1 en toda la apertura de iluminación (Figura 4.17 d). Para definir el ancho de banda de este sistema, se prestará especial atención a la relación axial en la dirección de *broadside* (Figura 4.17 b), ya que es el parámetro más limitante si se compara con el ancho de banda de adaptación de la antena (bajo el criterio de adaptación mejor a -15 dB) que tiene 6 GHz de ancho de banda. Por tanto, se puede definir un ancho de banda de 4.5 GHz ($26.6 - 31$ GHz) = 16.1 %.

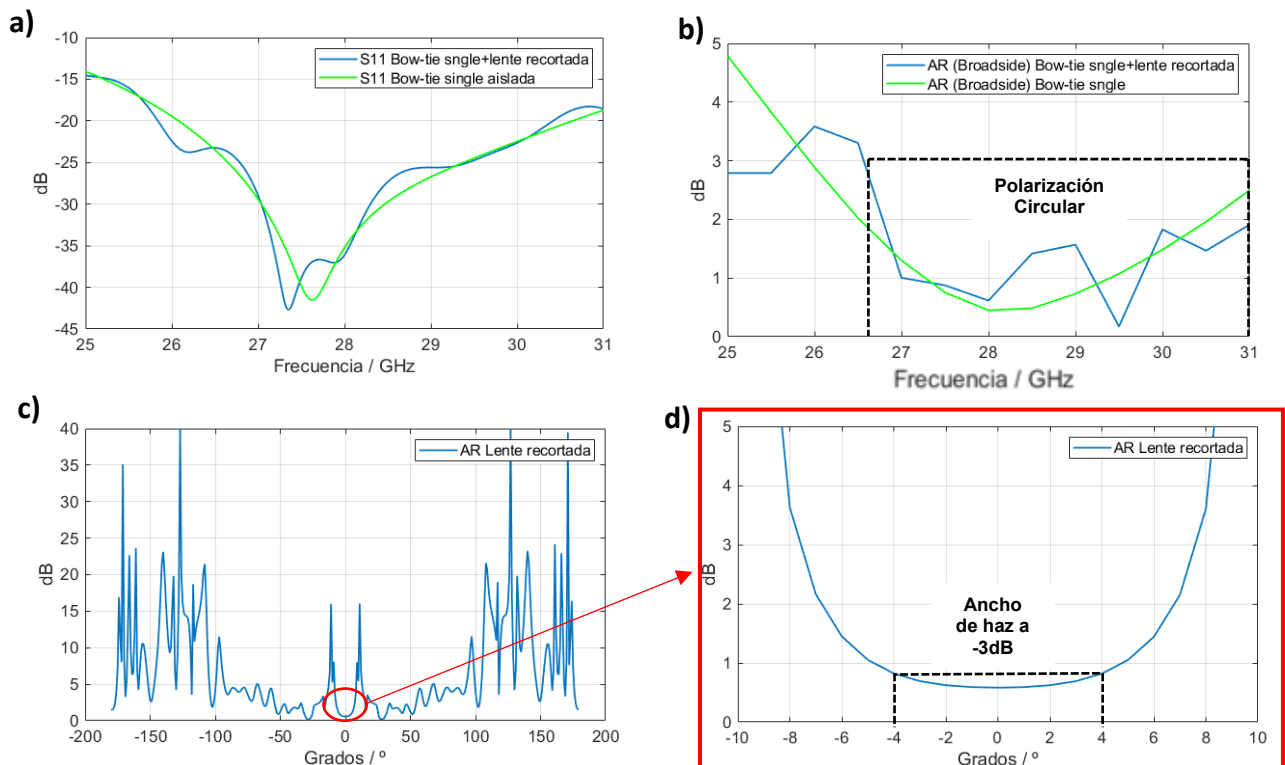


Figura 4.17: a) Adaptación de la antena bow-tie singles con y sin lente recortada. b) Relación axial en la dirección de broadside. c) Relación axial a 28 GHz d) Relación axial a 28 GHz ampliado.

Analizando la Figura 4.16 a), se observa como a la salida de la lente la amplitud del campo cae más de los 12 dB establecidos, esto puede deberse a errores de cálculo en la simulación por evaluar el campo en zonas muy próximas al extremo de la lente, pero examinando la eficiencia (Figura 4.18 a) a la frecuencia de diseño se obtiene un valor superior al 90%, mayor al esperado por los valores arrojados en la Figura 4.4 b) y también superior al de la lente desfasada que únicamente alcanzaba una eficiencia del 55%, debido a la mayor uniformidad de la fase del campo en la apertura de la lente (compárese con la fase de Figura 4.11 b), lo que indica que el diseño presenta unas características muy sobresalientes (Figura 4.18 a).

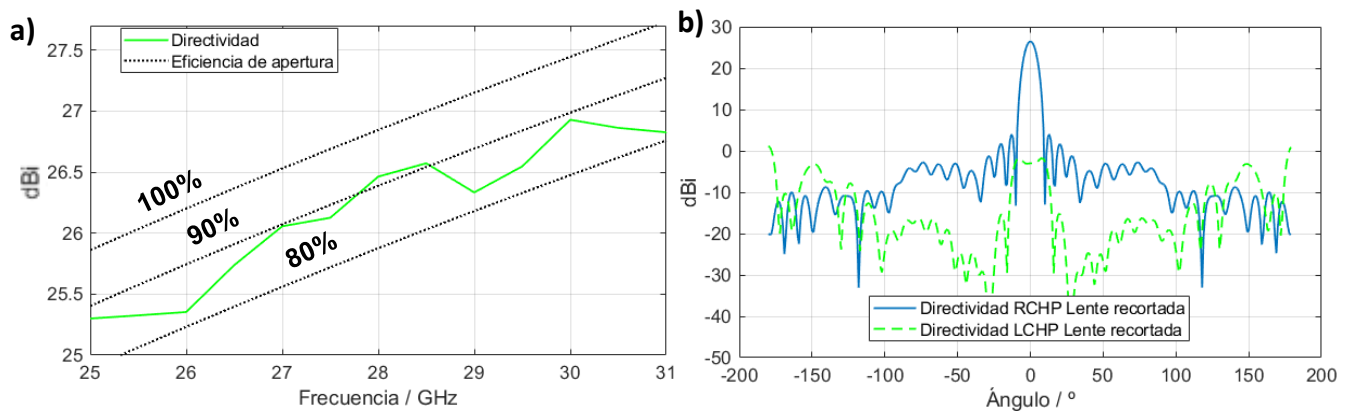


Figura 4.18: a) Directividad en el rango de frecuencias (25 – 31 GHz) con eficiencias. b) Diagrama de radiación RHP y LHP plano $\phi = 0$ (28 GHz).

4.4 Obtención de múltiples haces, sistemas MIMO.

Las antenas más innovadoras capaces de trabajar en el espectro radioeléctrico de la tecnología 5G requieren de sistemas que puedan generar múltiples haces y permitan satisfacer las demandas de una gran cantidad de dispositivos, los conocidos como sistemas MIMO. Las antenas de tipo lente son capaces de generar diversos haces si variamos la dirección de apuntamiento que realiza la antena sobre la lente. Para ello, se desplazará el alimentador bow-tie single a lo largo del eje y (paralelo a la lente, Figura 4.19 a) en 4 posiciones distintas $P1$, $P2$, $P3$ y $P4$, siendo $P1$ la posición donde el alimentador se encuentra alineado con el eje central de la lente. En realidad, se podría desplazar el alimentador sobre cualquier punto comprendido en el plano XY y obtener desapuntamientos [14] justo en la dirección contraria. El resto de posiciones ($P2$, $P3$ y $P4$) generarán 3 haces de radiación diferentes, cada uno con un ángulo de apuntamiento distinto para el lóbulo principal de la antena. Este desplazamiento se realizará sobre la lente recortada de este mismo punto, donde se obtuvieron resultados muy favorables.

A medida que el alimentador se va desplazando hacia los extremos de la lente, la directividad del sistema irá decreciendo (Figura 4.19 c). Este comportamiento es esperable y puede producirse por diversos factores. Al desplazar el alimentador hacia uno de los extremos de la lente, el *taper* no tendrá una caída simétrica como se representaba en las Figuras 4.11 a) y 4.16 a), sino que el pedestal $C \neq -12$ dB, haciéndose mayor en un extremo y menor en el opuesto (Figura 4.20 a). Además, este desplazamiento

aumenta el *spillover*, ya que una menor cantidad de señal incidirá sobre la lente, desperdiciando gran parte de la señal, por lo que no se conseguirá concentrar de igual manera la energía.

A la hora de escoger la posición de los puntos P2, P3 y P4 y teniendo en cuenta que se ha propuesto una pérdida de 3 dB de directividad en el punto más alejado donde situaremos el alimentador, las posiciones quedan fijadas de la siguiente manera (Figura 4.19 a):

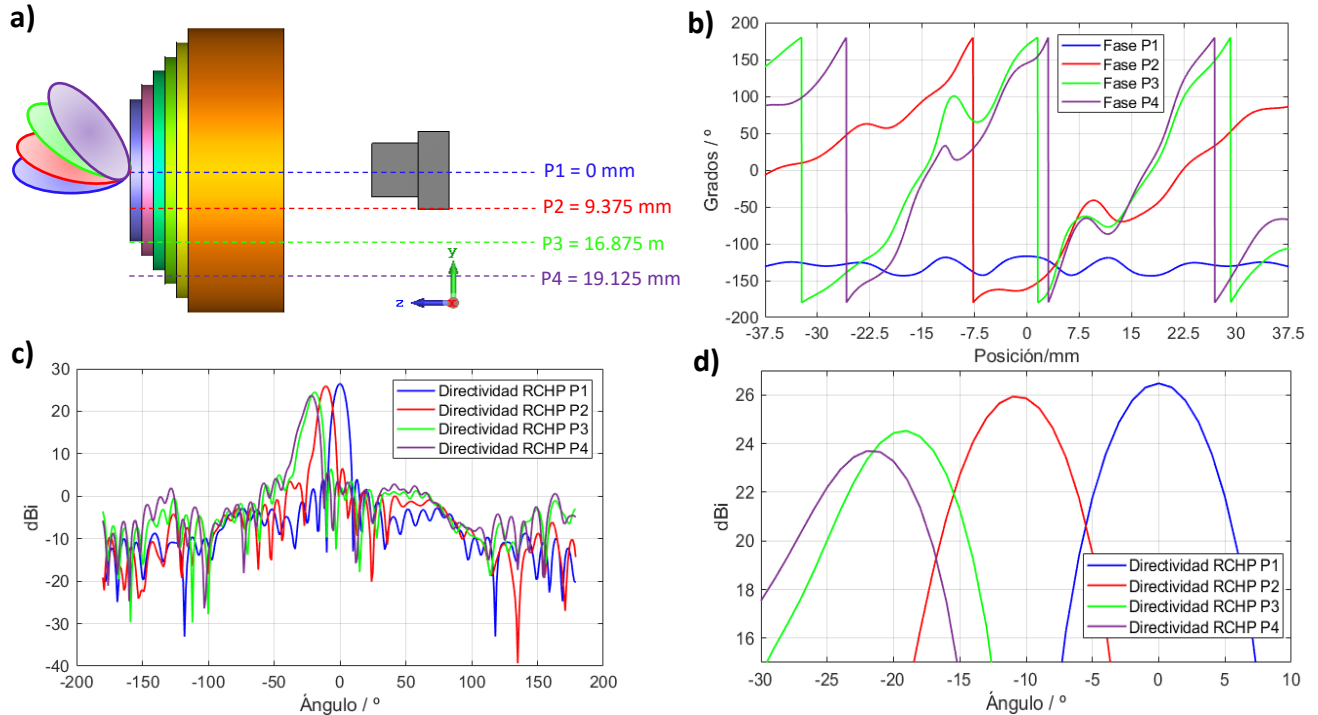


Figura 4.19: a) Posición alimentador bow-tie en 4 posiciones diferentes (eje y). b) Fase de la onda a la salida de la lente en las 4 posiciones del alimentador (28 GHz). c) Diagrama de radiación para las 4 posiciones del alimentador. d) Diagrama de radiación ampliado para las 4 posiciones del alimentador (28 GHz).

Estos comportamientos se pueden ver reflejados en el campo eléctrico a la salida de la lente, como se observa en la Figura 4.20 a). La amplitud del campo eléctrico en la posición P1 presenta el *taper* señalado en la Figura 4.16 a), pero en un diagrama 2D, a medida que desplazamos el alimentador sobre las posiciones ya comentadas este *taper* se asimetriza, acentuándose el pedestal C en un extremo y reduciéndose en el opuesto, lo que provoca la caída de directividad ya comentada (Figuras 4.19 c y d). También se consigue el desapuntamiento deseado, ya que a medida que desplazamos el alimentador hacia la derecha de la lente, se concentra el foco de energía en dirección contraria (izquierda), como se ve en la Figura 4.19 a).

De forma análoga, la fase del campo eléctrico en la apertura se modifica con la posición del alimentador. Así, en la disposición P1 se aprecia una fase casi uniforme, con una ligera variación de $\pm 12^\circ$ (Figura 4.20 b), pero a medida que el alimentador se desplaza de esa posición, comienza a aparecer un desfase progresivo a lo largo de la apertura, tanto mayor cuanto más se desplaza el alimentador. Gracias a la teoría de

arrays se entiende que este desfase progresivo es el causante del cambio en la dirección del diagrama de radiación, obteniendo diferentes máximos de apuntamiento.

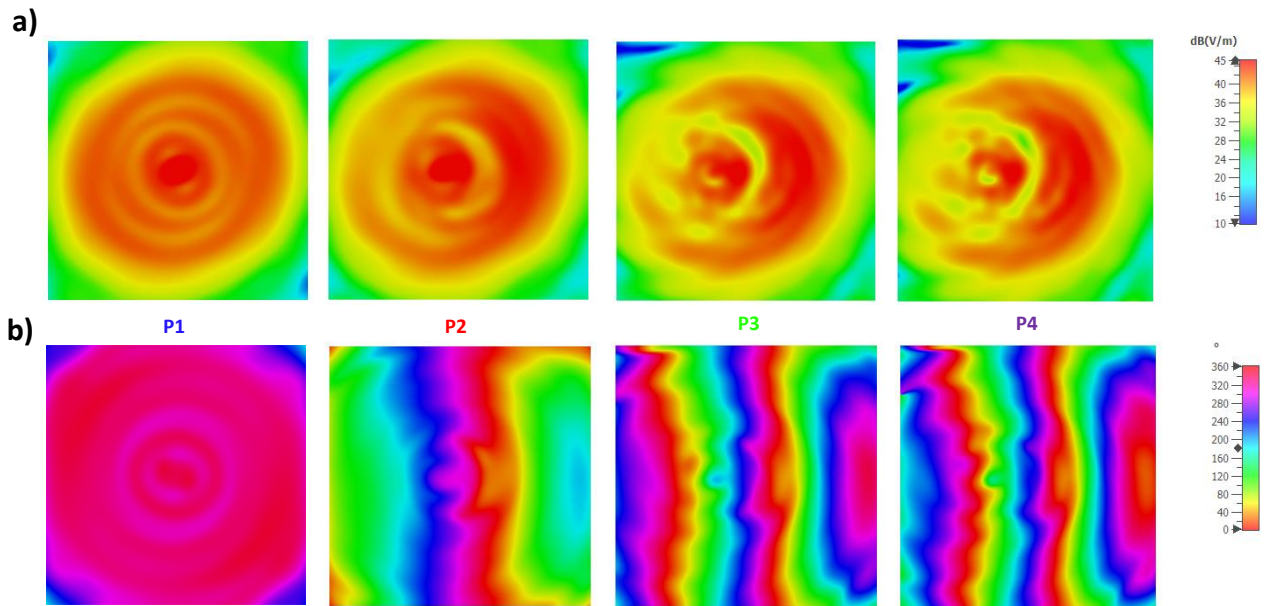


Figura 4.20: a) Amplitud del campo eléctrico a la salida de la lente en las 4 posiciones que ocupa el alimentador ($P1, P2, P3, P4$). b) Fase del campo eléctrico a la salida de la lente en las 4 posiciones que ocupa el alimentador ($P1, P2, P3, P4$).

5 Diseño y construcción de Lente recortada perforada para antena bow-tie single y dual.

Partiendo del diseño de lente recortada, se replicarán los valores de permitividad dieléctrica ϵ_r que permitan obtener una fase uniforme a la salida de la lente, realizando perforaciones sobre un material base de constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.5$. Como se expuso en el capítulo 3 de este TFG, existe una relación directa entre la cantidad de superficie de dieléctrico y la cantidad de taladros (aire) (ecuación 3.1). Por consiguiente, a mayor número de taladros, menor será la constante dieléctrica. Conociendo las diferentes constantes dieléctricas de los anillos (ϵ_{ref}) y del material base sobre el que realizaremos los taladros, podemos hallar α (ecuación 3.2). Determinado el valor α , y fijado el valor $r = 1.5 \text{ mm}$, se hallará el área de taladros, quedando únicamente por despejar el área total de nuestra celda unidad (ecuación 5.1). Sabiendo que el largo (L) de nuestra celda unidad es de 3.75 mm , como ya se indicó en el capítulo 4, se puede hallar el ancho de la celda unidad para cada uno de los anillos w_n (El subíndice n denota el número de anillo correspondiente).

$$\alpha = \frac{(\pi r^2)}{w_n L} \rightarrow w_n = \frac{(\pi r^2)}{L \alpha_n} \quad (5.1)$$

Resuelto el valor de w_n (ecuación 5.1) para los diferentes anillos que conforman la lente, se calculará el número de taladros a realizar en cada uno de ellos, dividiendo la longitud de cada anillo ($l_n = 2 * \pi * r_{anillo}$) entre el ancho de cada celda unidad.

Anillo	l_n (mm)	α_n	w_n (mm)	ϵ_r	Nº de taladros
1	35.343	0.18	10.472	2.23	3
2	58.905	0.2	9.425	2.2	6
3	82.467	0.22	8.568	2.17	10
4	106.029	0.267	7.069	2.1	14
5	129.591	0.3	6.283	2.05	21
6	153.153	0.333	5.655	2	27
7	176.715	0.433	4.35	1.85	41
8	200.277	0.5	3.77	1.75	53
9	223.838	0.567	3.326	1.65	67

Tabla 5.1: Tabla con la longitud l_n , anchura w_n , α , ϵ_r y número de taladros de cada anillo.

Con los resultados que arroja la tabla 5.1, se ha creado un pequeño script en *Python*, para definir la posición de los taladros y posteriormente poder exportarlos a CST para su simulación. Antes de su exportación, se diseñará una lente con los diferentes espesores de cada anillo y un único material dieléctrico $\epsilon_r = 2.5$. Una vez montada la estructura, se importará el fichero con la disposición de los taladros y se simulará el conjunto lente recortada perforada+ bow-tie single en CST. Se comprueba que en este modelado la distancia focal óptima se alcanza con una distancia de 24.6 mm , a diferencia de la lente recortada sin perforaciones donde la distancia focal era de 23.1 mm (Anexo B). Analizando los resultados de la simulación en la Figura 5.1, se

observa que la fase no es del todo uniforme y podemos mejorarla si se aumenta la zona taladrada del 1er y 4º anillo, pasando de 3 a 5 taladros y de 14 a 16 respectivamente.

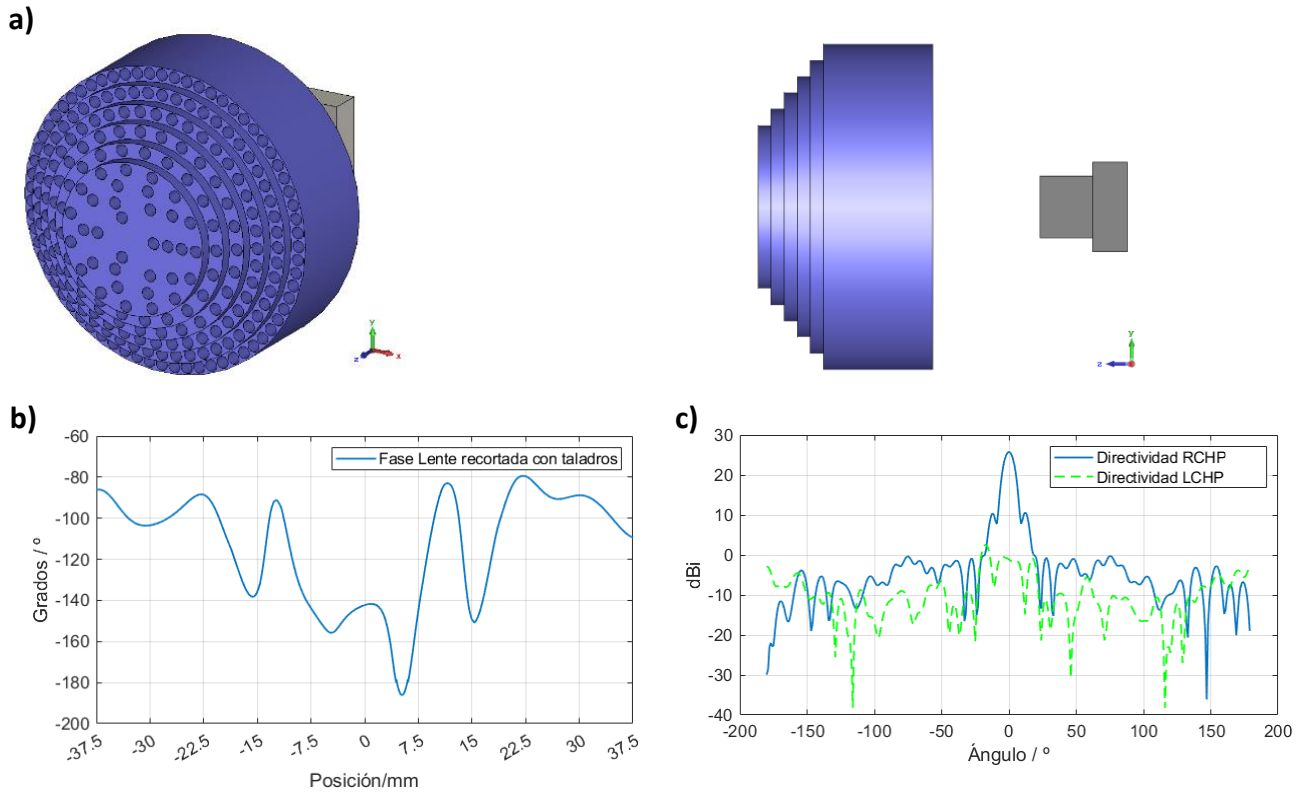


Figura 5.1: a) Lente recortada con taladros. b) Fase de la onda a la salida de la lente recortada con taladros. c) Diagrama de radiación de la recortada con taladros (28 GHz).

Como resultado del aumento en el número de taladros, la fase se ha uniformizado y en consecuencia la directividad ha aumentado 0.4 dB , obteniendo un valor máximo de 26.2 dB en la dirección de *broadside*, que supone 0.3 dB menos que en el modelo de Lente recortada con anillos de constante dieléctrica (Figura 5.3 b). Las fases de la onda del campo en la apertura han sido normalizadas para facilitar su comparación, se observa como la lente recortada con taladros presenta un rizado más marcado que la lente recortada con dieléctricos (Figura 5.2 b). La amplitud del campo en la apertura de la lente recortada con taladros (Figura 5.2 a) presenta un rizado más acentuado que en el diseño de lente recortada con dieléctricos, ya que, al usar perforaciones y no dieléctricos continuos, las no idealidades comentadas en el capítulo 4.3 se magnifican. La Figura 5.2 c) nos muestra una relación axial a la frecuencia de trabajo de 0.48 dB en la dirección de máximo apuntamiento, mientras que en el ángulo donde la directividad cae 3 dB (Ancho de haz a -3 dB) es de 0.15 dB , lo que indica que la polarización circular es muy buena en toda la apertura de la lente. La Figura 5.2 d) enseña como al hacer uso de un solo material dieléctrico, la lente perforada de taladros mantiene la forma de la relación axial del alimentador bow-tie single y mejora con respecto a la lente recortada con dieléctricos.

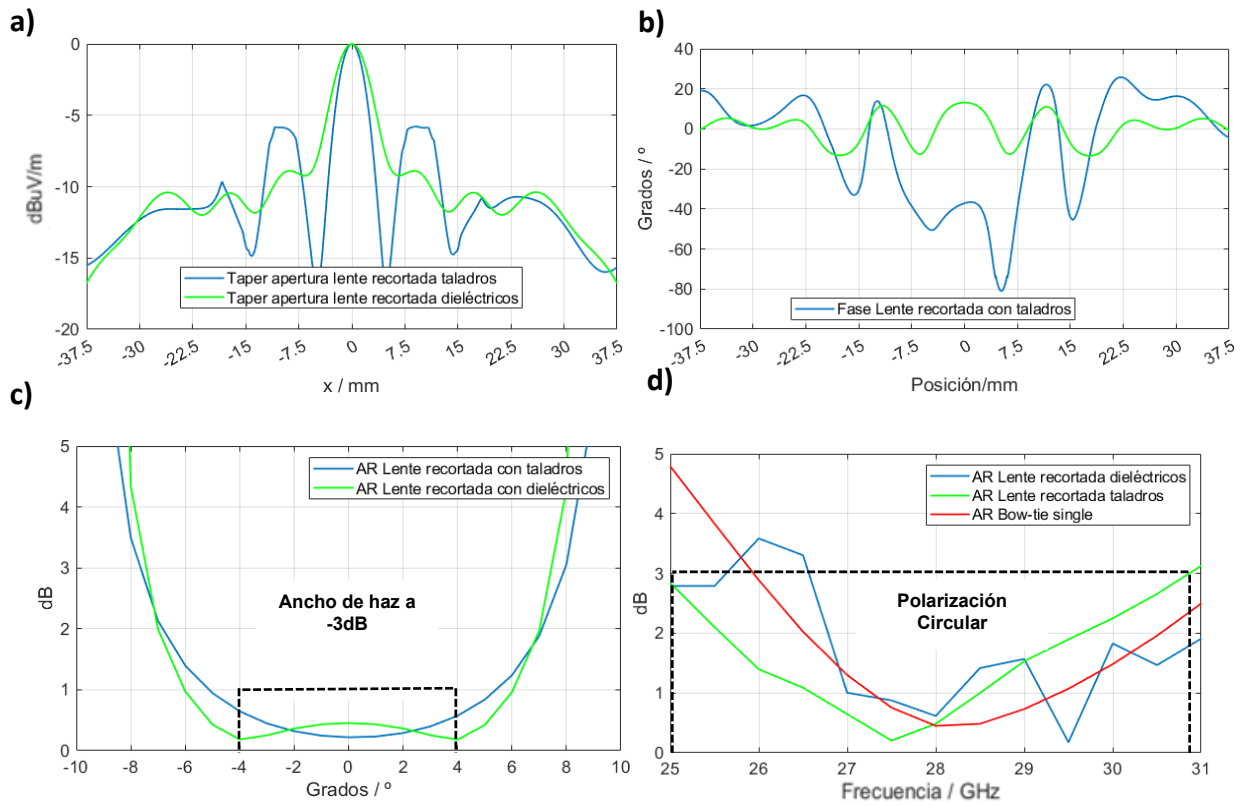


Figura 5.2: a) Amplitud normalizada del campo en la apertura de la lente recortada con taladros y con dieléctricos. b) Fase de la onda a la salida de la lente recortada con taladros. c) Axial ratio a 28 GHz de la lente recortada con taladros. d) Axial ratio (broadside) en el rango de frecuencias 25-31 GHz en la lente recortada con taladros.

A la frecuencia de diseño se obtiene una eficiencia un poco inferior al 90%, siendo un rendimiento un poco menor al modelo de dieléctricos, pero igual de eficiente que el modelo original de [1] pero con las ventajas que conlleva tener una polarización circular y un volumen del sistema mucho más reducido (Figura 5.3 a). En la Figura 5.3 b) se observa como la directividad del modelo taladrado es un poco inferior al de dieléctricos.

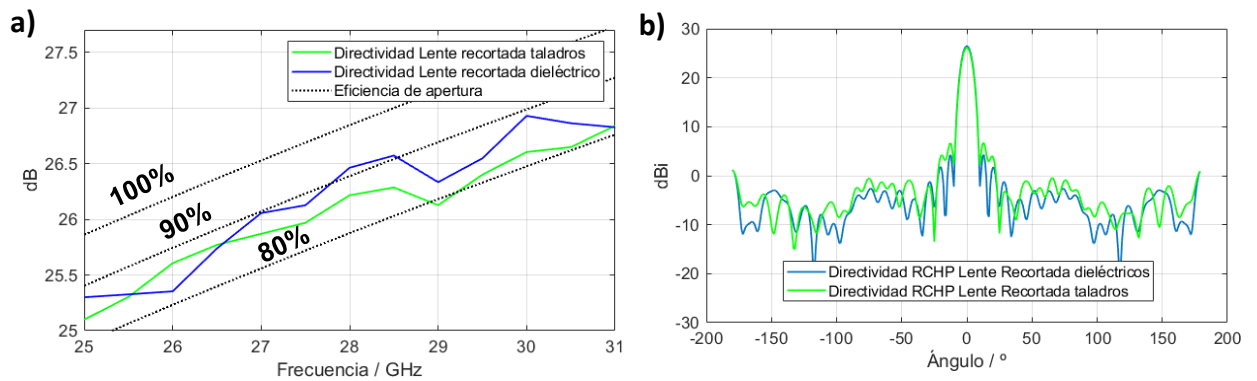


Figura 5.3: a) Directividad en el rango de frecuencias (25 – 31 GHz) con eficiencias. b) Diagrama de radiación RHP plano $\phi = 0$ para lente recortada con taladros y lente recortada con dieléctricos (28 GHz).

Para finalizar este diseño, se ha implementado la lente recortada de taladros con la antena bow-tie de polarización dual presentada en el apartado 2.6, que es capaz de radiar una onda electromagnética con polarización circular tanto a derechas como a izquierdas. Esto supone una gran ventaja para la transmisión, ya que con una única antena somos capaces de transmitir y hacer llegar información tanto si el sistema receptor está polarizado a derechas como a izquierdas, o combinar ambas señales en el caso de la existencia de pérdidas durante la transmisión. Analizando la amplitud del campo en la apertura se observa como las componentes RCHP y LCHP del sistema lente recortada perforada+antena bow-tie dual son prácticamente iguales entre sí y además son también idénticas a la componente RCHP de la bow-tie single (Figura 5.4 a). La fase del campo en la apertura de la lente para ambas polarizaciones está desfasada 90° , esto se explica porque los modos de la guía de onda en la entrada de la antena bow-tie dual presentan ese mismo desfase, pero exactamente iguales en forma (Figura 5.4 b). En cuanto a la relación axial podemos ver como para ambas polarizaciones se obtienen valores idénticos a la frecuencia de diseño (28 GHz) (Figura 5.4 c y d).

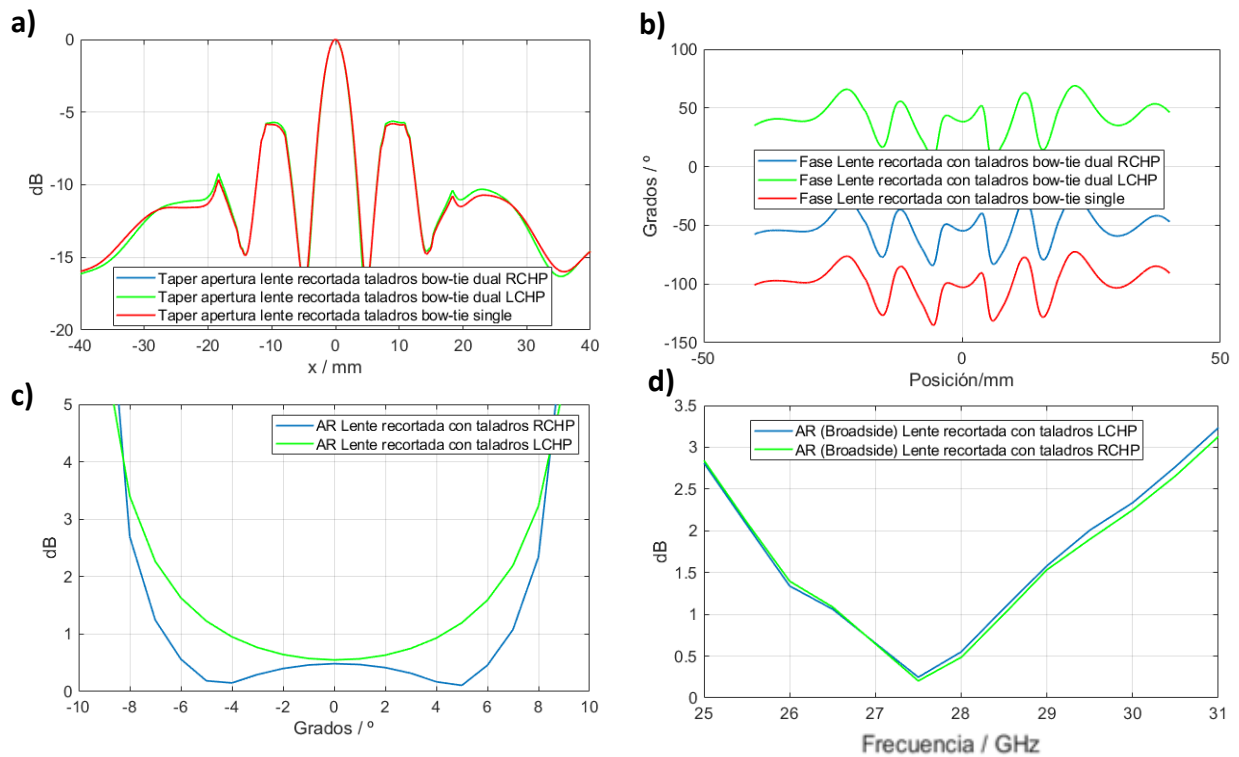


Figura 5.4: a) Amplitud normalizada del campo en la apertura de la lente. b) Fase del campo en la apertura de la lente. c) Relación axial (28 GHz) del conjunto lente recortada con taladros+antena bow-tie dual. d) Relación axial (broadside) del conjunto lente recortada con taladros+bow-tie dual.

6 Conclusiones y trabajo futuro.

6.1 Conclusiones

En este TFG se ha logrado modelar por primera vez lentes perforadas con taladros dispuestos en anillos concéntricos y no con celdas triangulares como se venía haciendo en la lente GRIN de la que partíamos [1] siguiendo las dos vías propuestas, el modelo de Lente de Ancho Constante y el de Lente de Ancho variable. En cuanto a los resultados obtenidos por ambos diseños se puede observar cómo los parámetros de adaptación, fase de la onda y diagramas de radiación se asemejan entre ambos modelados y la lente original, pero el que alcanza mayor similitud es el modelo de ancho constante. Otro de los objetivos conseguidos es la reducción del tiempo empleado en la simulación, gracias a la drástica disminución del número de celdas por diseño, aproximadamente de un 90 %. Aprovechando las ventajas que nos ofrece la reducción de tiempo en las simulaciones, se ha avanzado en el diseño de un nuevo tipo de lente para una antena bow-tie de polarización circular. El diseño ha tenido como punto de partida el modelo de lente con anillos concéntricos de dieléctrico constante y se han realizado dos modelados diferentes, con una lente recortada de mayor espesor y con una lente desfasada. Respecto a la lente recortada los resultados han sido óptimos, alcanzando una ganancia total del sistema mayor a la lente original diseñada en [1], una fase prácticamente uniforme a la salida de la lente ($\pm 26^\circ$) y una polarización circular casi perfecta a lo largo de toda la apertura de la lente. Sin embargo, el modelo de lente desfasada no ofrece unos resultados tan buenos como la lente recortada, por la misma complejidad que supone el desfasar la onda 360° en ciertos anillos de la lente, y los problemas que plantea la interacción entre el alimentador y la lente debido a su proximidad.

Otro objetivo conseguido ha sido el diseño de una antena que podría implementarse como parte de un sistema MIMO, gracias a que se podrían poner varios alimentadores y cada uno de ellos apuntara a un ángulo diferente. Para finalizar el TFG se ha procedido a diseñar el modelo construible de la lente recortada mediante el uso de taladros que emulen los diferentes anillos de dieléctrico. Los resultados son satisfactorios, donde la ganancia del sistema sigue siendo elevada, aunque se produce una pérdida de 0.3 dB respecto al modelo ideal de constante dieléctrica y la polarización circular se mantiene a lo largo de la apertura de la lente.

6.2 Trabajo futuro.

Este TFG da lugar a nuevas líneas de trabajo, como pueden ser:

- Investigar sobre el material para la construcción de la lente recortada perforada para que la constante dieléctrica que encaje con el valor $\epsilon_r = 2.5$ fijado en este TFG y con una tangente de pérdidas lo más baja posible para evitar pérdidas por el material y por ello atenuar la radiación del conjunto y construcción de la lente con tecnología de impresión 3D para su posterior medición en una cámara anecoica.
- Investigar sobre nuevas dimensiones de la lente y distancia focal que mejoren las características ya obtenidas en este TFG.
- Montar un conjunto multihaz con elementos radiantes de tipo bow-tie para la lente recortada con taladros.

Glosario.

MIMO	Multiple Input Multiple Output.
CP	Copolar.
XP	Contropolar.
SLL	Side Lobe Level.
AR	Axial Ratio.
GRIN	Graded-Index-lens.
RCHP	Right Hand Circular Polarized.
LCHP	Left Hand Circular Polarized.
RFCAS	RadioFrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas.

Anexos.

A. Demostración de simulación de una única celda unidad.

Un ejemplo muy sencillo que nos sirve para ilustrar este supuesto es el siguiente: Tomando la celda unidad de la Figura A.1 a), el área del dieléctrico (color azul) es de 4 cm^2 , el área del taladro (color blanco) es de 2 cm^2 y la proporción que relaciona dieléctrico y aire es $\frac{4 \text{ cm}^2}{2 \text{ cm}^2} = 2$. En la Figura A.1 b), al contener dos celdas unidad, la proporción entre taladro y dieléctrico es de $\frac{8 \text{ cm}^2}{4 \text{ cm}^2} = 2$, siendo la misma que en el caso de una única celda unidad.

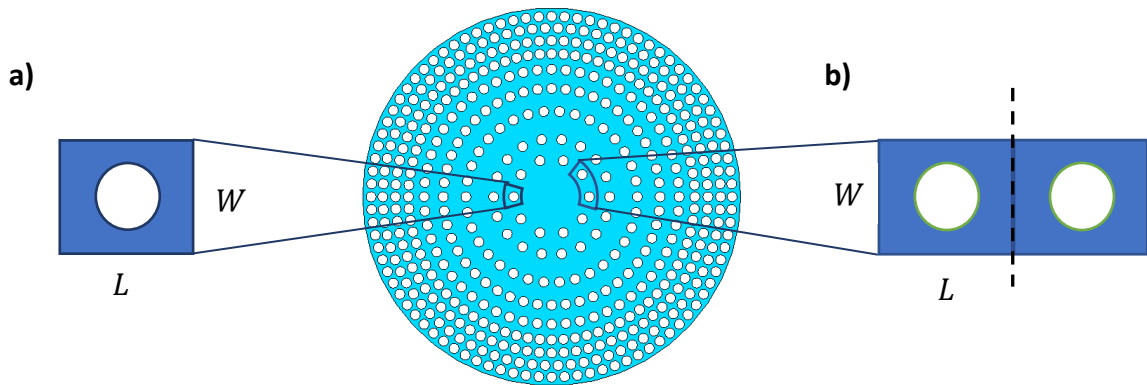


Figura A.1: a) Celda unidad simple b) celda unidad doble.

B. Mejora por distancia focal en lente recortada perforada.

Las imágenes B.1 y B.2 muestran la ligera mejoría que se obtiene en directividad cuando variamos la distancia focal de 23.1 a 24.6 con saltos de 0.5.

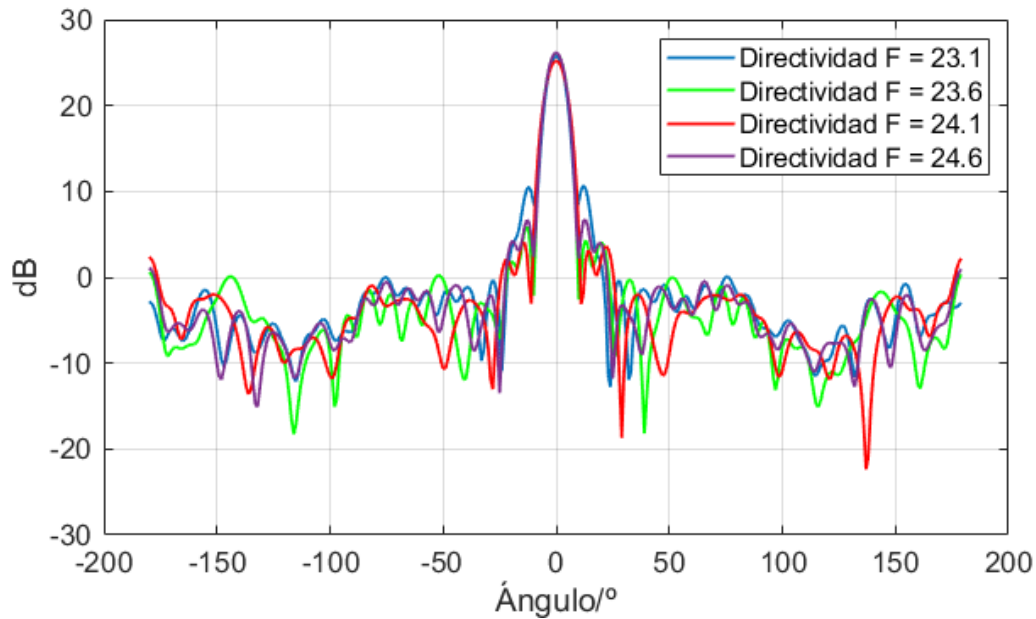


Figura B.1: Directividad del conjunto lente recortada perforada+antena bow-tie single.

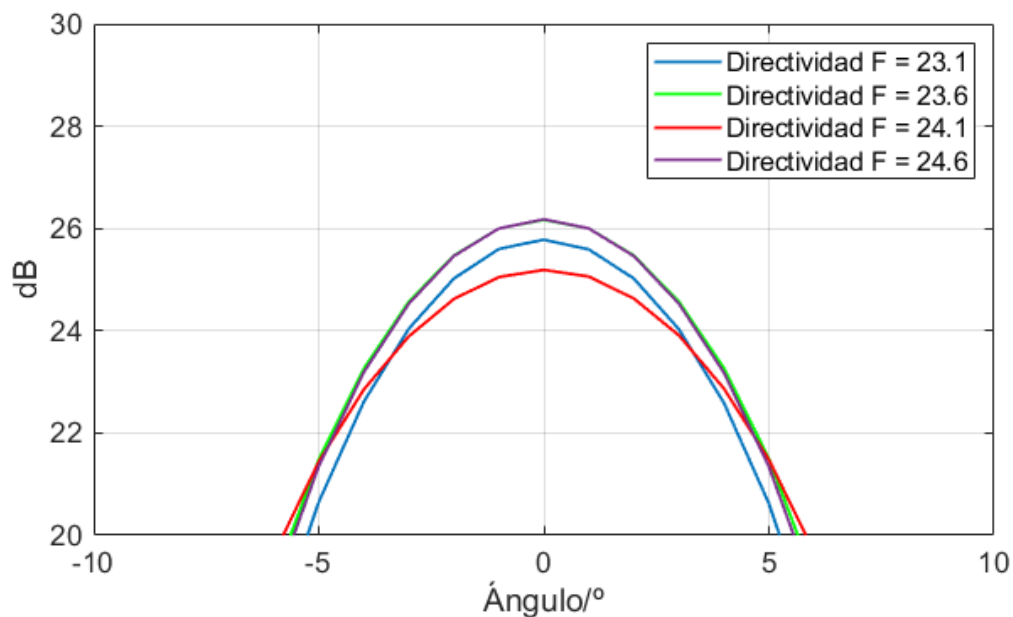


Figura B.2: Directividad del conjunto lente recortada perforada+antena bow-tie single ampliado.

C. Python.

Python es un lenguaje de programación orientado al scripting, destaca por su simplicidad, versatilidad y rapidez en el desarrollo. Por estas razones se ha desarrollado el script que genera la posición de los taladros a partir del número de perforaciones que se desean por anillo. Se ha utilizado la librería numpy, especializada en el cálculo numérico y en la manipulación de arrays. Antes de importar el fichero de texto a CST con las posiciones de taladros, Python nos permitía representar la disposición de las perforaciones de una manera grafica gracias a la librería matplotlib (Figura C.1).

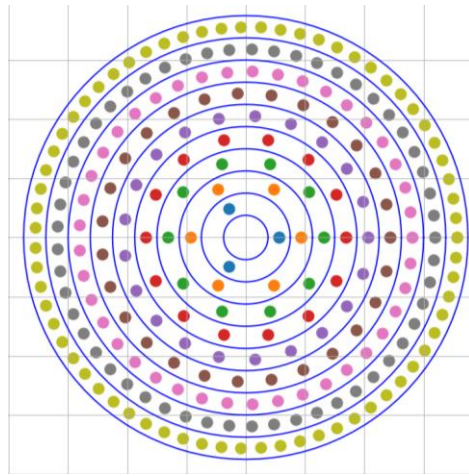


Figura C.1: Posición de taladros extraído desde Python.

D. CST Studio Suite 2020.

CST Studio Suite® es un software de análisis de EM 3D de alto rendimiento para diseñar, analizar y optimizar componentes y sistemas electromagnéticos (EM) [13]. Ha sido el *software* empleado para el diseño de las distintas lentes realizadas en el presente TFG. Este programa nos ofrece cantidad de módulos con los que podemos trabajar, los más utilizados en este TFG son:

- **Modeling:** Este módulo nos permite crear y conformar diferentes estructuras, además de poder modificarlas una vez insertadas en el proyecto (rotación, traslación, escalado, intersección con otros elementos...). Otro aspecto interesante que nos permite realizar este módulo es el de importar o exportar proyectos (Figura D.1).

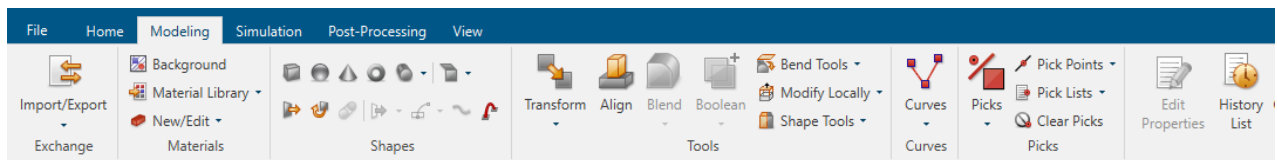


Figura D.1: Módulo *Modeling* en CST Studio Suite 2020.

- **Simulation:** Este módulo nos permite introducir los puertos con los que alimentaremos nuestro sistema, también podemos introducir monitores *Farfield* con una determinada frecuencia para una vez realizada la simulación, poder visualizar los diagramas de radiación de nuestros elementos radiantes. Dentro de este módulo es importante mencionar el *Time Domain Solver*, que nos permite realizar simulaciones en el dominio del tiempo, uno de los más usados en estructuras de radiofrecuencia. Gracias a ello podemos visualizar los parámetros S de cada puerto, modos de propagación, Axial Ratio del diagrama de radiación, etc (Figura D.2).

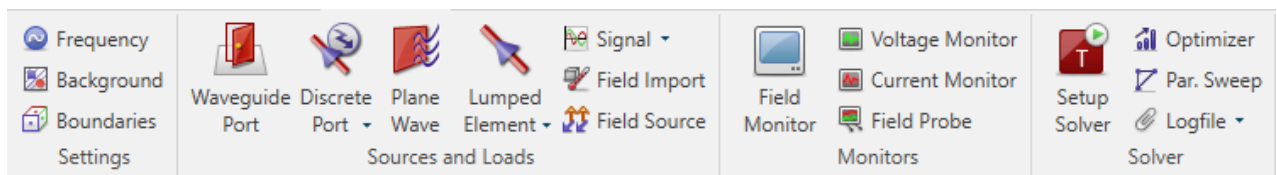


Figura D.2: Módulo *Simulation* en CST Studio Suite 2020.

Otras opciones que han sido usadas a lo largo de este TFG que no se encuentran dentro de los módulos anteriormente mencionados, pero que han sido importantes para la realización de este TFG son:

- **Macros:** Esta opción nos permitía importar el fichero de la posición de taladros generado por el script realizado en *Python* e indicándole el radio de los taladros, se generaba

automáticamente una malla con la disposición espacial de las perforaciones a lo largo del material base de la lente.

- **Result Templates:** Esta opción nos permite procesar de diversas maneras los datos que nos arroja la simulación y CST no nos presenta de manera predefinida. Esta opción presenta una gran variedad de alternativas. Las más usadas en este TFG han sido la representación de la fase y amplitud de la onda a la salida de la lente y la representación del Axial Ratio en la dirección de máximo apuntamiento en las diferentes frecuencias simuladas

Referencias

- [1] E. García Marín, “Agrupaciones de antenas sobre redes de alimentación de bajas pérdidas en bandas milimétricas”, Tesis Doctoral, Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones, cap.3, no.2, pp. 92-158, Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid, España, 2020.
- [2][Online].Available: <https://eshop.sectron.eu/en/antennas/5g-antennas/> [Último acceso: Junio 2021].
- [3] E. Garcia-Marin, J. L. Masa-Campos, P. Sanchez-Olivares and J. A. Ruiz-Cruz, "Bow-Tie-Shaped Radiating Element for Single and Dual Circular Polarization," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 68, no. 2, pp. 754-764, Feb. 2020, doi: 10.1109/TAP.2019.2943357.
- [4] "IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas," in IEEE Std 145-1983, vol., no., pp.1-31, 22 June 1983, doi: 10.1109/IEEESTD.1983.82386.
- [5] C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design. Cap 2. New York, NY, USA: Wiley Interscience, 2005.
- [6] J. L. Masa Campos, “Antenas y compatibilidad electromagnética”, Apuntes de la Asignatura 18495 - Antenas y Compatibilidad Electromagnética, Tema 5. Antenas de Apertura – Bocinas y Reflectores, Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid, 2020.
- [7] J. L. Masa Campos, “Antenas y compatibilidad electromagnética”, Apuntes de la Asignatura 18495 - Antenas y Compatibilidad Electromagnética, Tema 2. Conceptos básicos de Antenas, Escuela Politécnica Superior, UAM, Madrid, 2020.
- [8][Online].Available:<https://www.miweko.de/de/produkte/hohlleiter/passive-waveguide-components-2/311-hohlleiter-antennen-horn-schlitz> [Último acceso: Junio 2021].
- [9][Online].Available:<https://celul976.blogspot.com/2021/02/get-40-antena-parabolica-offset.html> [Último acceso: Junio 2021].
- [10] Garcia-Marin, E, Filipovic, DS, Masa-Campos, JL, Sanchez-Olivares, P. Low-cost lens antenna for 5G multi-beam communication. Microw Opt Technol Lett. vol.62, pp. 3611– 3622, 2020. doi:10.1002/mop.32486.
- [11] Kamran Saleem M,Xie M, Alkanhal MAS, Saadi M. Effect of dielectricmaterials on integrated lens antenna for millimeterwave applications. Microw Opt Technol Lett. 2019;61:1079 1083.<https://doi.org/10.1002/mop.31676>KAMRAN
- [12] M. Imbert, A. Papió, F. De Flaviis, L. Jofre and J. Romeu, "Design and performance evaluation of a dielectric flat lens for millimeter-wave applications," The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), 2014, pp. 3193-3196, doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902507.
- [13][Online].Available:https://es.wikipedia.org/wiki/Lente#/media/Archivo:Tipos_de_Lentes.svg [Último acceso: Junio 2021].

- [14] S. Manafi, J. M. F. González and D. S. Filipovic, "Design of a Perforated Flat Luneburg Lens Antenna Array for Wideband Millimeter-Wave Applications," 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2019, pp. 1-5.
- [15] Smith, D. R., Schultz, S., Markoš, P., and Soukoulis, C. M., "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients", *Physical Review*, vol. 65, no. 19, 2002. doi:10.1103/PhysRevB.65.195104.
- [16] M. Mrnka and Z. Raida, "An Effective Permittivity Tensor of Cylindrically Perforated Dielectrics," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 1, pp. 66-69, Jan. 2018, doi: 10.1109/LAWP.2017.2774448.
- [17][Online].Available:<https://www.midronedecarreras.com/tutoriales/tipos-de-polarizacion-en-antenas-fpv-circular-o-lineal/> [Último acceso: Junio 2021].
- [18] O. Quevedo-Teruel, J. Miao, M. Mattsson, A. Algaba-Brazalez, M. Johansson, and L. Manholm, "Glide-symmetric fully metallic luneburg lens for 5g communications at ka-band," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 9, pp. 1588–1592, 2018.
- [19] K. Karki, J. Ala-Laurinaho, A. Kantunen, and V. Viikari, "Integrated lens antennas for e-band," in 2018 48th European Microwave Conference (EuMC), 2018, pp. 1151–1154.

